

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2018.03.029

磁调制零磁通电流传感器状态监测方法

王东兴^{1,2}, 朱燕燕², 李瑞², 李德明²

(1. 中国科学院大学,北京市 100864;

2. 中国科学院 上海应用物理研究所,上海市 201204)

摘要: 磁调制零磁通电流传感器凭借其优良特性,广泛应用于供电设备和用电设备上.智能电网、智能电器和大数据的快速发展对传感器的工作状态监测需求日益强烈.为获得电流传感器的状态特征信息,文中利用铁磁材料磁导率随磁场强度(电流)变化的规律,提出一种磁调制分析方法.该方法既能避开三折线分析磁调制的不足,又能获得各参数之间的清晰关系.文中以零磁通电流传感器的磁调制解调为基础,运用傅里叶级数分析调制解调信号携带的频率成分,通过比对零磁通状态和非零磁通状态调制、解调包含的频率成分,确定了反映磁调制正常工作与否的关联频率分量;文中结合零磁通电流传感器工作原理,提出了一种判断磁调制式零磁通电流传感器工作状态的基本方法.实验电路验证了文中所述磁调制特征信息与零磁通电流传感器工作状态之间的关系,实验结果与文中推论一致.

关键词: 电流传感器;零磁通;调制;状态;磁调制特征

中图分类号:TM933.14 文献标识码:A 文章编号:1001-2400(2018)03-0169-06

States monitoring method for zero-flux current sensor based on magnetic modulation

WANG Dongxing^{1,2}, ZHU Yanyan², LI Rui², LI Deming²

(1. Univ. of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100864, China;

2. Shanghai Institute of Applied Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201204, China)

Abstract: The magnetic modulation zero-flux current sensor, with its excellent characteristics, is widely used in both power supply and power consumption equipment. The rapid developments of the smart grid and big data lead to a remarkable increase in the demand for monitoring the working status of the sensor. To obtain the state feature information of the current sensor, this paper proposes a magnetic modulation analysis method based on the fact that the permeability of ferromagnetic materials varies with the strength of the magnetic field (or current). This method not only circumvents the shortcomings of magnetic modulation with trilinear analysis, but also is able to obtain clear relations among all parameters. Based on the fundamental principle of the zero-flux, the Fourier series is employed to analyze the frequency components carried by modulation and demodulation signals. By comparing the spectrum of modulation and demodulation signals with both zero and non-zero flux, the relevant frequency components indicating the working status of magnetic modulation are determined. According to the working principle of the zero-flux current sensor, a basic method is proposed to judge the working status of the magnetic-modulation-style zero-flux current sensor. The relation between the magnetic modulation feature information and the working status of the zero-flux current sensor is validated with real circuits, and the experimental results coincide with the inference.

Key Words: current sensor; zero flux; modulation; states; magnetic modulation characteristic

收稿日期:2017-11-10

网络出版时间:2017-12-06

基金项目:科技部国家重点研发计划资助项目(2016YFC0105402)

作者简介:王东兴(1977-),男,高级工程师,中国科学院大学博士研究生, E-mail:wangdongxing@sinap.ac.cn.

通信作者:李瑞(1976-),男,研究员, E-mail:lirui@sinap.ac.cn.

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20171205.1734.006.html>

智能化电网需要智能电器提供工作状态来判断电网及用电设备的健康指数^[1-5].准确的在线设备工作状态信息为远程检测、预诊断、决策判断和故障分析提供了有力的数据保障,从而提高供电、用电设备的可靠性^[6-9],甚至能实现故障的自动修复^[10].磁调制式零磁通电流传感器凭借其高稳定、高分辨率、温度系数小、良好的线性度以及抗干扰能力强成为直流大电流检测的关键设备^[11-12],尤其在精密电流测量和高精度稳流电源技术中扮演着关键角色^[13],但恶劣的电磁环境通常会影响到其性能的稳定性^[14]以至需要采取保护措施^[15].传统的电流传感器通常采用继电器或半导体的通断作为传感器状态信号,不能满足电网、电器的智能化发展.三折线作图法是磁调制的传统分析方法,能对磁化曲线理想化处理,忽略磁芯进入饱和状态时磁导率的变化.而在实际磁调制运用中,磁芯进入饱和状态的过程是人们更为关心的.因此,文中提出一种以磁导率变化为基础的磁调制^[16]分析方法,避开三折线分析磁调制的不足^[17-18];同时运用傅里叶级数分析调制解调信号携带的频率成分,通过比对零磁通和非零磁通状态调制、解调包含的频率成分幅值,确定了反映磁调制正常工作与否的关联频率分量;结合零磁通电流传感器的基本原理,提出了一种判断磁调制零磁通电流传感器的在线监测、诊断的方法.并用实验电路验证了所述的传感器状态信息与电流传感器工作状态之间的对应关系.

1 零磁通电流传感器原理

磁调制零磁通电流传感器是利用磁芯的磁通偏离信号在次级电路上产生与被测电流(初级)方向相反数量相同的安匝数(即磁通),实现磁芯的磁通趋近于零,读取次级电流完成被测电流的隔离测量.零磁通电流传感器通常由如下几部分组成:高磁导率材料构成的磁芯;被测电流 I_p 和补偿电流 I_s 在磁芯上形成的两个绕组:初级绕组和次级绕组;功率放大器.如图 1 所示,图中虚线框内为获取磁通信号的磁调制部分.

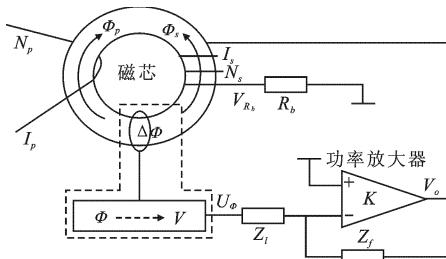


图 1 零磁通电流传感器的原理图

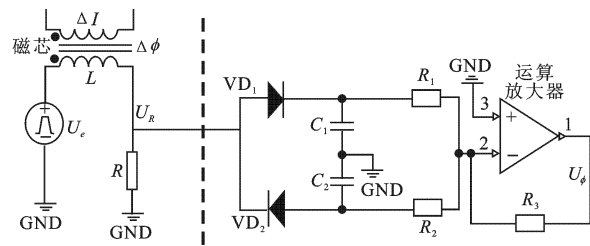


图 2 基于 RL 电路的磁调制解调原理图

2 RL 电路与峰值检波实现磁调制

2.1 RL 电路磁调制与峰值检波

软磁材料是磁调制方式检测磁通的常用材料,利用其磁导率 μ 随磁场强度变化的特性实现磁调制^[16].图 2 是基于 RL 电路的磁调制解调原理图,图中虚线左边的为磁调制部分,虚线右边为解调部分.调制部分包括高频方波激励源 U_e ,由带磁芯的电感 L 和 R 组成的调制耦合电路.解调部分包括峰值检波二极管电路 VD_1 和 VD_2 ,由 C_1 、 C_2 、 R_1 和 R_2 构成的滤波保持电路及运算放大器以及由 R_3 构成的信号放大电路.当激励电压 U_e 为图 3(a)和图 3(b)中所示的方波电压时,则在电感 L 上的电流可表示为

$$i = \frac{l}{N^2 A \mu} \int_0^{T/2} U_e dt = \frac{l U_e}{N^2 A \mu} \frac{T}{2}, \quad (1)$$

其中, N 、 A 和 l 分别为激励磁芯的线圈匝数、截面积和有效磁路长度; T 为电压方波的周期; μ 为磁导率的有效值.由于软磁材料的瞬时磁导率 $\mu(i)$ 是励磁电流 i 的函数,电感 L 上电流 i 的波形见图 3 中 $i(t)$ 所示.

假设 ΔI 是被测电流 I_p 和补偿电流 I_s 的安匝差,当 $\Delta I = 0$ 时,激励电压 U_e 在 L 上形成激励电流 i ,激励

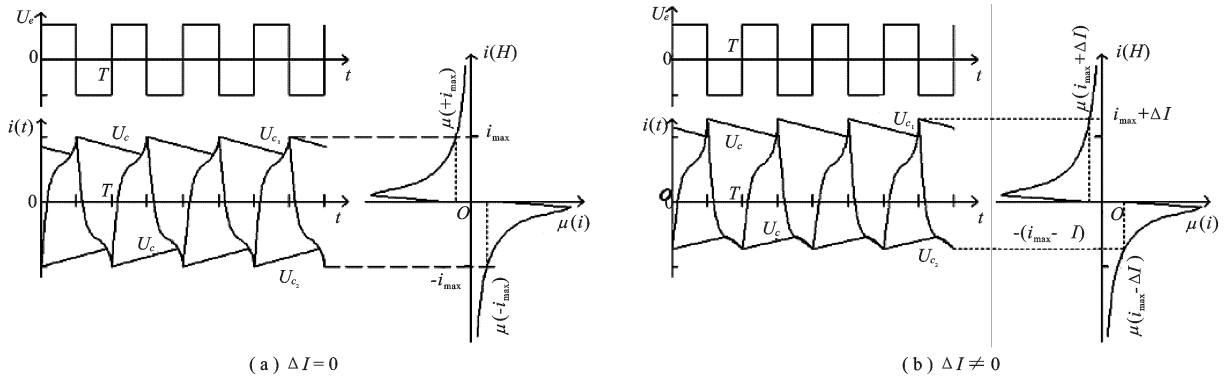


图 3 激励电流波形

电流 i 在 R 上的压降 $U_R = iR$ 。经二极管 VD_1 和 VD_2 整流在滤波保持电容上形成电压 U_C ，在 C_1 和 C_2 上形成峰值电压 U_{C1} 和 U_{C2} ，如图 3(a) 所示。由于激励电压 U_e 的正向电压和负向电压数值相等，正、负向电压作用在电感 L 上的时间相等且 $\mu(i) = \mu(-i)$ ，因此，激励电流 i 所能达到的正向激励电流 $+i_{max}$ 和负向激励电流 $-i_{max}$ 绝对值相等。于是， U_R 及滤波保持电容上的峰值电压 U_{C1} 和 U_{C2} 均可用 i_{max} 表示，忽略检波二极管 VD_1 和 VD_2 的正向导通电压。考虑到，磁芯材料的磁导率均值为 $\overline{\mu(i_{max})} = \overline{\mu(-i_{max})}$ ，则有

$$U_{C1} = +i_{max}R = \frac{lU_e}{N^2 A \mu(i_{max})} \frac{T}{2} R \quad (2)$$

$$U_{C2} = -i_{max}R = -\frac{lU_e}{N^2 A \mu(-i_{max})} \frac{T}{2} R \quad (3)$$

当 $\Delta I \neq 0$ 时，假设 ΔI 为 i_{max} 的相对小量且方向和正向激励电流方向相同。由于 ΔI 的存在，构成电感 L 的软磁材料的磁导率在正向激励时为 $\mu(i + \Delta I)$ ，在负向激励时为 $\mu(i - \Delta I)$ 。电感 L 的值在 U_e 的正向激励半周和负向激励半周是不同的值，如图 3(b) 所示。考虑到，磁芯材料在正向激励的磁导率均值为 $\overline{\mu(i_{max} + \Delta I)}$ ，在负向激励的磁导率为 $\overline{\mu(-i_{max} + \Delta I)}$ ，于是， U_R 在滤波保持电容上形成正、负峰值电压 U_{C1} 、 U_{C2} 可表示为

$$U_{C1} = +i_{max}R = \frac{lU_e R}{N^2 A \mu(i_{max} + \Delta I)} \frac{T}{2} \quad (4)$$

$$U_{C2} = -i_{max}R = -\frac{lU_e R}{N^2 A \mu(i_{max} - \Delta I)} \frac{T}{2} \quad (5)$$

2.2 RL 电路磁调制特征信号和峰值检波的电流检测灵敏度分析

在峰值检波中，滤波电容的峰值电压 U_{C1} 、 U_{C2} 和 ΔI 有相关性。鉴于工程实际和计算方便，设置 $C_1 = C_2$ ， $R_1 = R_2$ 且 $R_1 C_1 = R_2 C_2 \gg T$ (T 为激励电压 U_e 的周期)。当 U_C 在 $\Delta I = 0$ 时，滤波电容 C_1 和 C_2 上的电压波形如图 3(a) 所示；当 U_C 在 $\Delta I \neq 0$ 时，滤波电容 C_1 和 C_2 上的电压波形如图 3(b) 所示。可以看出，滤波电容 C_1 和 C_2 上的电压的波形是周期连续的。

当 $\Delta I = 0$ 时，在单个周期内，电容 C_1 放电电压曲线为 $U_{C1} \exp(-t/\tau)$ ，电容 C_2 放电电压曲线为 $U_{C2} \exp(-(t + T/2)/\tau)$ ，其中， $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2$ 。对电容 C_1 和 C_2 的放电电压进行频率分析，其电压可表示为

$$U_{C1} \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)\right] \approx U_{C1} - U_{C1} \frac{t}{\tau} = U_{C1} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{U_{C1} T/\tau}{n \pi} \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) \quad (6)$$

$$U_{C2} \exp\left[-\left(\frac{t + T/2}{\tau}\right)\right] \approx U_{C2} - U_{C2} \frac{t + T/2}{\tau} = U_{C2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{C2} T/\tau}{n \pi} \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) \quad (7)$$

当 $R_1 = R_2 = R_3$ 时，解调电压 U_ϕ 可表示为

$$U_\phi \Big|_{\Delta I=0} = \frac{2lU_e R T^2}{N^2 A \mu(i_{max}) \pi \tau} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin\left[\frac{2\pi t(2n+1)}{T}\right] \quad (8)$$

当 $\Delta I \neq 0$ 时,解调电压 U_ϕ 可表示为

$$U_\phi \Big|_{\Delta I \neq 0} = \frac{lU_e RT}{2N^2 A} \left[\frac{1}{\mu(i_{\max} + \Delta I)} - \frac{1}{\mu(i_{\max} - \Delta I)} \right] \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{T}{2n\pi\tau} \sin\left(\frac{4n\pi t}{T}\right) \right] + \frac{lU_e RT^2}{N^2 A \pi\tau} \left[\frac{1}{\mu(i_{\max} + \Delta I)} - \frac{1}{\mu(i_{\max} - \Delta I)} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin\left[\frac{2\pi t(2n+1)}{T}\right] \quad (9)$$

由于零磁通电流传感器正常工作时磁芯的磁通几乎为零,从图 3 所示的磁导率 $\mu(i)$ 与激励电流 i 关系可以看出:当 ΔI 变化较小时,磁导率的变化量可表示为

$$\Delta\mu = \overline{\mu(i_{\max} + \Delta I)} - \overline{\mu(i_{\max})} = \overline{\mu(i_{\max})} - \overline{\mu(i_{\max} - \Delta I)} \quad (10)$$

则磁导率 μ 在电流 i_{\max} 处的斜率为 $\Delta\mu/\Delta I$.若取 $\Delta I \rightarrow 0$,则 μ 随电流 i 的变化率可表示为

$$\mu'(i_{\max}) = \lim_{\Delta I \rightarrow 0} (\Delta\mu/\Delta I) \quad (11)$$

把式(11)代入式(9),并舍弃 $(\Delta\mu)^2$,可整理为

$$U_\phi \Big|_{\Delta I \neq 0} = \frac{lU_e RT}{N^2 A} \frac{\Delta I \mu'(i_{\max})}{\mu(i_{\max})^2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{T}{2n\pi\tau} \sin\left(\frac{4n\pi t}{T}\right) \right] + \frac{2lU_e RT^2}{N^2 A \pi\tau \mu(i_{\max})} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin\left[\frac{2\pi t(2n+1)}{T}\right] \quad (12)$$

对比式(8)和式(12),式(12)的第 2 项即为 $U_\phi \Big|_{\Delta I=0}$.可以看出, ΔI 引起的 U_ϕ 变化主要集中在激励频率的直流分量和偶次谐波中,而式(12)中 $U_\phi \Big|_{\Delta I=0}$ 和 ΔI 无关,是由磁调制的参数决定的.式(12)对 ΔI 求导,则灵敏度 S 可表示为

$$S = -\frac{lU_e RT}{N^2 A} \left[\frac{\mu'(i_{\max})}{\mu(i_{\max})^2} \right] \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{T}{2n\pi\tau} \sin\left(\frac{4n\pi t}{T}\right) \right] \quad (13)$$

从式(13)可以看出,上述调制解调方式的灵敏度与激励电压 U_e 、取样电阻 R 、激励周期 T 及有效磁路长度 l 成正比,与线圈匝数 N^2 、磁芯截面积 A 成反比.由于磁导率随激励电流增加而减少,在确定激励磁环的绕线匝数 N^2 、截面面积 A 、激励电压 U_e 情况下要提高灵敏度,则可以通过降低激励频率(增加了 T),从而提高 i_{\max} 的值,使得 $\overline{\mu(i_{\max})^2}$ 变小,最终实现灵敏度的提高.相反,若激励频率确定了,提高激励电压 U_e 同样也可以提高灵敏度.根据零磁通电流传感器的原理可知,传感器正常工作时磁芯中的磁通几乎为零,即 ΔI 几乎为零,式(12)第 1 项近似为零.从式(8)可以看出, $U_\phi \Big|_{\Delta I=0}$ 不受 ΔI 影响,只和磁调制的电路参数有关,比如:激励电压 U_e 、取样电阻 R 、激励周期的平方 T^2 、磁导率关系式 $\overline{\mu(i_{\max})}$ 、有效磁路长度 l 、激励电压 U_e 周期以及检波的时间常数 τ 等.在同样的磁调制条件下, $U_\phi \Big|_{\Delta I=0}$ 是一个恒定量.因此, $U_\phi \Big|_{\Delta I=0}$ 等于恒定量是磁调制工作状态正常的充要条件.

3 仿真和实验数据分析

文中通过实验电路验证了式(13)所述的灵敏度 S .在实验电路中,磁芯采用宽为 7 mm、厚为 25 μm 的纳米晶合金软磁带材绕制为外径为 143 mm、内径为 133 mm 的磁环.在 1 kHz、0.25 V 的测试条件下,该磁环单匝电感电感量大于等于 3 μH .实验电路参看图 2,其中,激励电压源 U_e 为幅值 7.5 V 的方波、周期为 50 μs ; ΔI 为 0.01 A 的 10 Hz 正弦波;滤波保持电容 C_1 和 C_2 为 2 nF,电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 为 100 k Ω .在 $\omega L \gg R$ (ω 为激励频率)条件下, N 分别取 20、25 和 30, R 从 1 Ω 递增到 10 Ω ,通过示波器自带的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform,FFT)读取 U_ϕ 的 10 Hz 分量值,观测 U_ϕ 的 10 Hz 分量随 R 的变化.图 4 是 R 与 U_ϕ 的 10 Hz 分量在实验电路中的测试结果.

同时,文中通过实验电路验证式(8)所述磁调制电路的特征信息,其中,激励电流 $i_{\max} = 50 \sim 60$ mA, ΔI 为直流电流从 0 以 10 mA 为步长变化到 ± 100 mA,其余电路参数与验证灵敏度电路参数一样.通过示波器

自带到 FFT 功能观察式(8)中 U_ϕ 的基波幅值.图 5 中,圆点和三角所标示的是激励基波幅值随 ΔI 的变化,对应的直线是测量值的线性拟合.

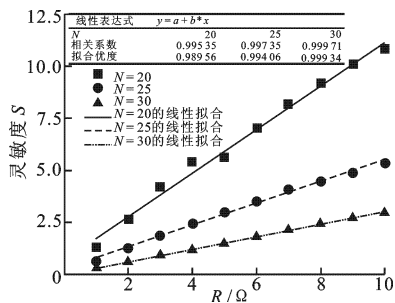


图 4 灵敏度 S 与取样电阻 R 的关系

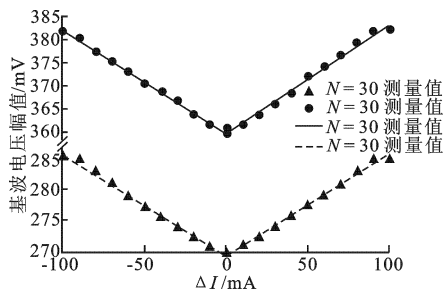


图 5 $R=10\Omega$ 激励基波幅值与 ΔI 的关系

在图 4 中,方块、圆点和三角所标示的分别是在激励线圈匝数 N 为 20、25 和 30 情况下,不同 R 获得的灵敏度 S ,对应的直线是取样电阻与灵敏度的线性拟合.可以看出,在其他参数不变的情况下,随着取样电阻 R 的增大,灵敏度 S 和取样电阻 R 的阻值呈线性增大的关系;灵敏度 S 随激励线圈匝数 N 的增加而降低.从图 5 中可以看出,只要 $\Delta I \neq 0$,则引起 $\mu(i_{max})$ 变小,导致激励基波分量幅值增加,符合式(8)中所述关系.对比图 4 和图 5,该实验结果反映了 ΔI 对式(12)第 1 项幅值和第 2 项幅值的影响.在零磁通电流传感器正常工作时,相当于 $\Delta I = 0$,式(8)中 U_ϕ 的基波幅值为恒定值;式(13)中 U_ϕ 的直流分量为零.从式(8)和图 5 可以看出,随着 ΔI 增加,基波幅值也在增加,该变化体现了式(8)中 $\mu(i_{max})$ 的变化,反映了磁芯磁导率和其饱和过程的关系.

4 结束语

对于磁调制零磁通电流传感器常见的磁饱和等故障问题,可以根据式(8)和式(13)通过监测 U_ϕ 激励基波和直流分量的幅值判断电流传感器工作状态,如表 1 所示.

表 1 根据 U_ϕ 传感器工作状态判断表

基波幅值	直流分量	传感器状态	基波幅值	直流分量	传感器状态
恒定	零	工作正常	增大	零	调制参数异常
恒定	非零	开环增益变低	增大	非零	工作异常

文中运用傅里叶级数分析磁调制解调信号,对比了影响激励基波分量和直流分量的因素,结合零磁通电流传感器的工作原理,确定了反映磁调制零磁通电流传感器工作状态的特征参量.文中通过实验验证了磁调制的基波幅值反映传感器工作状态的可行性,并且该状态特征参量能反映传感器状态的渐变过程.通过式(13)可以看出,若有磁导率 μ 与磁场强度的解析关系,则可以完全定量分析.

参考文献:

[1] GARCÍA R, BLANCO E, DOMÍNGUEZ M. Development of a Magneto-optical Sensor Prototype to Measure Current by Means of the Induced Magnetic Field[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2016, 249: 231-241.

[2] 胡军, 赵帅, 欧阳勇, 等. 基于巨磁阻效应的高性能电流传感器及其在智能电网的测量应用[J]. 高电压技术, 2017, 43(7): 2278-2286.

HU Jun, ZHAO Shuai, OUYANG Yong, et al. High Performance Current Sensors Based on Giant Magnetoresistance Effect and Practical Applications in Smart Grids [J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(7): 2278-2286.

[3] 王成山, 罗凤章, 张天宇, 等. 城市电网智能化关键技术[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2017-2027.

WANG Chengshan, LUO Fengzhang, ZHANG Tianyu, et al. Review on Key Technologies of Smart Urban Power Network[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(7): 2017-2027.

[4] 李超, 徐启峰. 采用晶体劈和成像检测模式的光学电流传感器设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 74-81.

LI Chao, XU Qifeng. Design of Optical Current Sensor Based on Crystal Wedge and Imaging Detection Mode[J].

- Proceedings of the CSEE, 2015, 35(1): 74-81.
- [5] 王建华, 张国钢, 耿英三, 等. 智能电器最新技术研究及应用发展前景[J]. 电工技术学报, 2015, 30(9): 1-11.
WANG Jianhua, ZHANG Guogang, GENG Yingsan, et al. The Latest Technology Research and Application Prospects of the Intelligent Electrical Apparatus[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(9): 1-11.
- [6] KONDALKAR V V, LIA X, YANGA S, et al. Current Sensor Based on Nanocrystalline NiFe/Cu/NiFe Thin Film[J]. Procedia Engineering, 2016, 168:675-679.
- [7] KIMOTHO J K, HEMSEL T, SEXTRO W. Estimation of Remaining Useful Lifetime of Piezoelectric Transducers Based on Self-sensing[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2017, 66(3): 914-923.
- [8] EGE Y, ÇORAMİK M M, ÇITAK H, et al. Anomaly Detection with Low Magnetic Flux: a Fluxgate Sensor Network Application[J]. Measurement, 2016, 81: 43-56.
- [9] ABDELMALEK S, BARAZANE L, LARABI A, et al. A Novel Scheme for Current Sensor Faults Diagnosis in the Stator of a DFIG Described by a T-S Fuzzy Model[J]. Measurement, 2016, 91: 680-691.
- [10] 蒋忠远, 张秀艳, 马子玥. 智能电网中电能存储系统的容量优化[J]. 西安电子科技大学学报, 2015, 42(6): 106-112.
JIANG Zhongyuan, ZHANG Xiuyan, MA Ziyue. Capacity Optimization for Power Storage Systems in Smart Grids[J]. Journal of Xidian University, 2015, 42(6): 106-112.
- [11] ZHANG Z L, SUN L P, JIA H, et al. Design and Beam Test of a High Intensity Continuous Wave RFQ Accelerator [J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2014, 763: 383-387.
- [12] 任士焱, 郭思维, 刘晓军, 等. 基于双回路磁检测原理的电流比较仪[J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2016, 44(1): 128-132.
REN Shiyan, GUO Siwei, LIU Xiaojun, et al. Current Comparator Based on Principle of Double-loop Magnetic Detection [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Natural Science Edition, 2016, 44(1): 128-132.
- [13] CHOI W S, KIM M J, JEONG I W, et al. Development of High-stability Magnet Power Supply[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2016, 822: 15-24.
- [14] YAMAZAKI E, WAKANA S, KISHI M, et al. 10 GHz-Class Magneto-optic Field Sensing with Bi-substituted Rare-earth Ion Garnet Rotation Magnetization Employed[J]. Japanese Journal of Applied Physics, Part 1: Regular Papers and Short Notes and Review Papers, 2002, 41(2): 904-907.
- [15] SCHRITTWIESER L, MAUERER M, BORTIS D. Novel Principle for Flux Sensing in the Application of a DC+AC Current Sensor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 4100-4110.
- [16] HU Z, XIE Z, JIN H, et al. Modeling and Design of Single Ring Core DC Sensor Based on a New Readout Method for DC Power System Protection[J]. Sensors and Actuators, A: Physical, 2016, 247: 555-565.
- [17] 李前, 毛承雄, 陆继明, 等. 磁调制器的建模与仿真研究[J]. 传感器技术, 2005, 24(2): 29-31.
LI Qian, MAO Chengxiong, LU Jiming, et al. Study of Modeling and Simulation of Magnetic Modulator[J]. Journal of Transducer Technology, 2005, 24(2): 29-31.
- [18] WANG N, ZHANG Z H, LI Z K, et al. Design and Characterization of a Low-cost Self-oscillating Fluxgate Transducer for Precision Measurement of High-current[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(9): 2971-2981.

(编辑: 齐淑娟)