

快速修正 k 值的 UPF 谐波与无功电流检测方法

赵怀军¹, 邵 军², 邱宗明²

(1. 西北工业大学, 陕西 西安 710072; 2. 西安理工大学, 陕西 西安 710048)

摘要: 针对常规单位功率因数(UPF)谐波与无功电流检测方法中采用低通滤波器求取等效电导 k 值存在较大延时的问题, 笔者提出一种利用广义无功电流对 k 值进行快速修正的改进方法。该法通过在原有获得的 k 值基础上叠加一表征暂态谐波与无功电流大小的修正电导值 k_0 来提高检测过程的动态响应性能。MATLAB 仿真结果表明, 改进后的 UPF 方法实时性和快速性明显优于常规方法, 进一步的实验结果也证明了改进方法的正确性、可行性和实用性。

关键词: 单位功率因数; 广义无功电流; k 值动态修正

中图分类号: TM717

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2008)06-0501-04

UPF Harmonics and Reactive Current Detection Method Based on k Rapid Correction

ZHAO Huai-jun¹, SHAO Jun², QIU Zong-ming²

(1. Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China; 2. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: An improved detection method using generalized reactive current to rapidly correct k is presented. The method solves the time delay problem in conventional UPF harmonic current detection method which adopts conventional low-pass filter to detect multiple equivalent conductance k . In the proposed method, a correction conductance k_0 which characterizes the values of transient harmonic and reactive current is added to the previous k to improve dynamic respond performance. MATLAB simulating results indicate that the real time and speedy properties of the improved UPF detection are better than the conventional detection. Experimental results validate that this modified detection method is feasible and effective.

Key words: unity power factor; generalized reactive current; k dynamic correction

0 引言

有源电力滤波器(APF)作为一种新型柔性输电设备,随着其自身工作容量的增大和可靠性的提高,愈来愈多地运用于直流输电系统的换流站中,从而有效补偿站内大型变流装置在变换电能时产生的谐波与无功电流^[1-3]。精确、快速的谐波与无功电流检测技术是该设备工程实现的关键技术之一。现阶段广泛采用的瞬时无功理论存在坐标变换计算繁琐、用于谐波检测时物理意义不明确、系统电压波形发生畸变影响检测精度^[4,5]等不足,而基于单位功率因数的谐波和无功电流检测方法,不需进行坐标变换,物理意义明确,在负载变化时能较快地跟踪,适用于单相和多相不平衡系统,在实际工程中具有广阔的应用前景。

笔者在文[6]提出的改进型 UPF 谐波电流检测方法的基础上,对 UPF 方法进行深入研究,提出一种利用广义无功电流对等效电导 k 值进行快速修正的改进方法,使 UPF 检测方法的动态响应速度获得

进一步提高。仿真结果表明,利用广义无功电流快速修正 k 值的 UPF 方法能实时地检测出谐波和无功电流,在负载变化时亦能很快地跟踪。实验结果证明此法正确、可行,具有较强的工程实用性。

1 基于 UPF 的谐波与无功电流检测方法

1.1 UPF 的理论基础

设电源电压为 $u_{si}(t)$, 负载电流为 $i_{Li}(t)$ ($i=a, b, c$)。将 $i_{Li}(t)$ 分解为

$$i_{Li}(t) = i_{Lpi}(t) + i_{Lqi}(t) \quad (1)$$

式(1)中,分量 $i_{Lpi}(t)$ 为有功电流,波形与电压 $u_{si}(t)$ 完全一致,产生有功功率,可表示为

$$i_{Lpi}(t) = k \cdot u_{si}(t) \quad (2)$$

k 是一个比例常数,可认为是等效电导;分量 $i_{Lqi}(t)$ 称为无功电流。

按照式(2)中 $i_{Lpi}(t)$ 的定义, k 的取值应该使一个周期内 $i_{Lpi}(t)$ 消耗的平均功率和 $i_{Li}(t)$ 消耗的平均功率相等,即

$$P = \sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Li}(t) dt =$$

收稿日期:2008-01-30; 修回日期:2008-08-04

作者简介:赵怀军(1969-),男,副教授,主要从事过程检测及自动化方面的教学与研究工作。

$$\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Lpi}(t) dt \quad (3)$$

把式(2)代入式(3)可以得到

$$P = k \sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}^2(t) dt = k \sum_i U_{si}^2 \quad (4)$$

式(4)中, P 为平均功率, 即有功功率(非正弦条件亦成立); U_{si} 是电压 $u_{si}(t)$ 的方均根值(即有效值), U_{si} 的表达式为

$$U_{si} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{si}^2(t) dt} \quad (5)$$

式(5)中的 $u_{si}(t)$ 可以不是正弦波。显然, 当 $u_{si}(t)$ 是正弦波时, 由式(2)所得到的有功电流 $i_{Lpi}(t)$ 与频域分解得出的(基波)有功电流相等。

利用式(3)、(4), 求得 k 的表达式为

$$k = \frac{\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Li}(t) dt}{\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}^2(t) dt} = \frac{P}{\sum_i U_{si}^2} \quad (6)$$

又因为 $u_{si} \cdot i_{Li}$ 和 u_{si}^2 在一个周期内的积分值分别为其直流分量与积分周期的乘积, 故式(6)可改写成

$$k = \frac{P}{\sum_i U_{si}^2} = \frac{\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Li}(t) dt}{\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}^2(t) dt} = \frac{\sum_i \overline{u_{si} \cdot i_{Li}}}{\sum_i \overline{u_{si}^2}} = \frac{\sum_i u_{si} \cdot i_{Li}}{\sum_i u_{si}^2} \quad (7)$$

在三相系统中有

$$\sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Li}(t)} = \sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Lpi}(t)} + \sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t)} \quad (8)$$

由式(2)、(7)、(8)可得

$$P = \frac{P}{\sum_i U_{si}^2} \sum_i \overline{u_{si}^2(t)} + \sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t)} \quad (9)$$

由式(7)、(9)可知

$$P = P + \sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t)} \quad (10)$$

综合式(4)、(7), 并将式(10)移相, 可得

$$\sum_i \overline{u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t)} = \sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt = P - P = 0 \quad (11)$$

笔者研究均以三相电路为例, 单相电路与此类似, 不予赘述。

1.2 基于 UPF 的谐波与无功电流检测方法

如果使用 APF 完全补偿无功电流分量后, 从电源侧看, 非线性负载和滤波器的并联等效为一纯电阻性负载, 此时补偿后的电网侧电流可表示为

$$i_{si}(t) = k u_{si}(t) = i_{Lpi}(t) \quad (12)$$

式(12)中, k 从物理意义上可认为是非线性负载和滤波器组合后的等效电导。补偿后的电网电流与电网电压同频同相同形, 功率因数为 1 (单位功率因数), 电源仅提供有功分量, 数值上完全等于负载电流的有功分量。需要被补偿(抵消)掉的无功电流为

$$i_{Lqi}(t) = i_{Li}(t) - i_{Lpi}(t) = i_{Li}(t) - k u_{si}(t) \quad (13)$$

式(13)中, $i_{Li}(t)$ 、 $u_{si}(t)$ 可实测, 要求取无功电流 $i_{Lqi}(t)$ 值, 只要计算出等效电导 k 值即可。显然, k 值的获取就成了 UPF 检测方法的关键。由式(7)可以看出, 实现 k 值的计算有两种途径: 积分器或低通滤波器。因此常规 UPF 谐波与无功电流检测方法常采用以下检测电路, 见图 1。

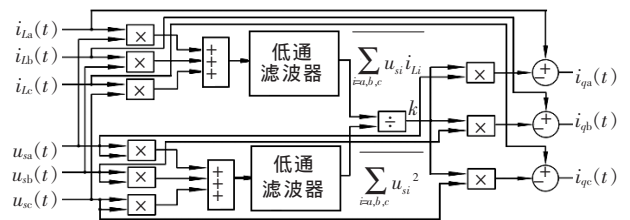


图 1 基于 UPF 的三相谐波电流检测电路原理图

但是低通滤波器的固有时延和误差使得上述检测电路存在静态精度和动态响应速度难以同时兼顾的缺点。文[6]针对此不足提出了用移动窗积分等效电导 k 值的改进方法, 笔者在文[6]的基础上, 继续对基于 UPF 的谐波与无功电流检测方法加以改进。

2 改进的 UPF 检测方法

改进后的检测方法实现电路原理图见图 2。与常规检测电路原理图 1 相比, 除用移动窗积分器取代低通滤波器外, 该图还增加了虚框部分, 用来对 k 值进行在线快速修正。移动窗积分器在文[6]中已有详述, 笔者在此仅对虚框部分加以分析。

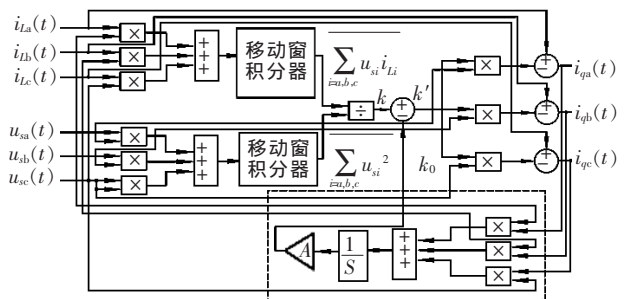


图 2 基于 UPF 的 k 值实时动态修正检测电路原理图

在图 2 虚框所示环节中, 有

$$k_0 = A \cdot \int_0^T \sum_i u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt \quad (14)$$

在稳态情况下,图2虚框部分内的反馈量 $i_{Lqi}(t)$ 中完全是无功电流和谐波电流成份(广义无功电流)。由式(11)知,在三相系统中,相电压向量与无功电流向量相互正交,这些向量的标量积的平均值等于零,即有 $k_0 = A \cdot T \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \sum_i u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt = A \cdot T \cdot$

$\sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt = 0$ 。所以,经修正后的电导值 $k' = k + k_0 = k + 0 = k$,与不加虚框部分内的反馈量工作情况完全一样。

在暂态过程中,由于检测出的谐波与无功电流 $i_{Lqi}(t)$ 中可能含有部分基波有功分量,它与电压作用所产生的瞬时功率平均值不为零,即 $k_0 = A \cdot T \cdot \frac{1}{T} \int_0^T$

$$\sum_i u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt = A \cdot T \cdot \sum_i \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot i_{Lqi}(t) dt \neq 0$$

这将产生一个附加的直流量,此直流量对单纯由电网侧电压、电流作用产生的 k 值可以起到快速修正补偿作用,经修正后的电导值 $k' = k + k_0 > k$,从而缩短了动态响应时间。增益 A 起当量转换和幅值调节作用,取值受 u_s^2 的影响。下面以负载电流突然增大为例分析广义无功电流快速修正 k 值的工作过程机理。

当负载电流突然增大时,基波有功电流的有效值也随之增大,由于原有求取 k 值环节(例如低通滤波器)的延时作用,检测出的基波电流不能迅速跟踪实际变化值。在一段时间内,检测出的基波结果测量值要比实际值小,检测电路输出的谐波与无功电流中 $i_{Lq}(t)$ 含有系统基波有功电流成份,此基波电流与系统电压相互作用并通过图2虚框部分内的修正环节后,使原有 k 值迅速增大至 $k' = k + k_0$,由式(11)、(13)可知,检测出的基波有功分量 $k u_{si}(t) = i_{Lpi}(t)$ 亦将快速增大,从而可以修正过渡过程中的检测误差,加快动态响应过程。

3 仿真与实验研究

3.1 MATLAB 仿真研究

对一已知谐波电流源,用上述改进后的检测方法对其谐波与无功电流成份进行检测,并与常规的检测方法在稳态和暂态性能上加以比较,分析改进后的方法在稳态性能和动态性能方面的改善程度。其中低通滤波器选用二阶 Butterworth 低通滤波器,截止频率为 20 Hz;三相整流桥桥口交流侧输入电压有效值为 100 V;三相整流桥触发控制角 $\alpha = 30^\circ$;阻感负载 $R = 4 \Omega$ 、 $L = 4 \text{ mH}$;仿真所采用的软件是 MATLAB7.0/SIMULINK6.0。

3.1.1 稳态检测性能研究

图3中(a)为系统电源 $u_{sa}(t)$ 波形,(b)为含有谐波与无功的负载电流 $i_{La}(t)$ 波形,(c)为用 k 值广义无功电流快速修正法检测出的广义无功电流 $i_{Lqa}(t)$ 波形,(d)为常规 UPF 方法检出的 $i_{Lqa}(t)$ 波形,(e)为在同一参考坐标系中分别采用两种方法求得的 k 值波形,其中为改进方法计算的 k 值波形,为传统方法波形。

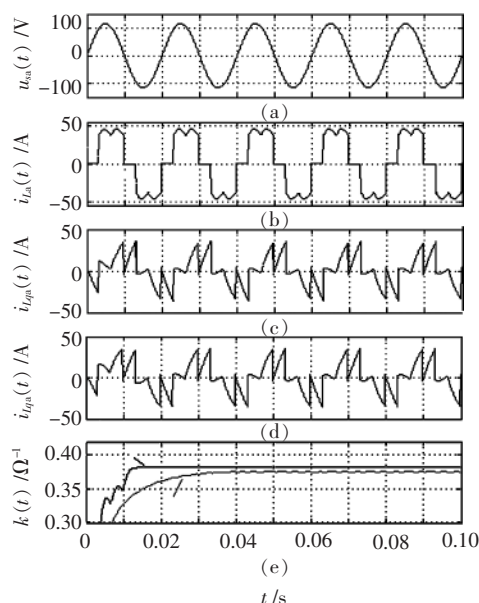


图3 稳态检测波形图

可以看出,图3(c)、(d)、(e)的响应过程可分为两个阶段。第1阶段为初始过渡阶段,从时间轴上的零点开始,图3(c)与(e)中的波形延续半个多周期(大约到 0.012 s),图3(d)与(e)中的波形延续一个半多周期(到 0.03 s)。此过程中,改进方法与传统方法都不能准确地检测出负载电流 $i_{La}(t)$ 中的谐波与无功电流,但改进后的方法初始响应速度已大幅提高,过渡时间明显缩短。第2阶段为稳态运行阶段,从初始过渡期结束后开始,此时两种检测方法均已能检测出负载电流 $i_{La}(t)$ 中的谐波与无功电流。容易看出图3(e)图中的波形较波形更为平滑,精度更高。

3.1.2 暂态检测性能研究

保持仿真条件基本不变,只是负载电阻 R 在 0.04 s 处由 4Ω 突变为 2Ω ,负载电流值增大到原来的 2 倍,可获得仿真波形见图 4。

各波形排列顺序和名称与图3相同。整个曲线响应过程可分为 4 个阶段,第 1、2 阶段与 3.1.1 节相同。第 3 阶段为跟随过渡阶段,从时间轴上的 0.04 s 处开始,图 4 中的(c)波形约延续半个周期至 0.05 s 处,(d)波形延续一个半周期至 0.07 s 左右。此阶段中,两种方法均不能准确地检测出负载电流 $i_{La}(t)$ 中的谐波与无功电流, $k(t)$ 值在原有基础上逐渐向新

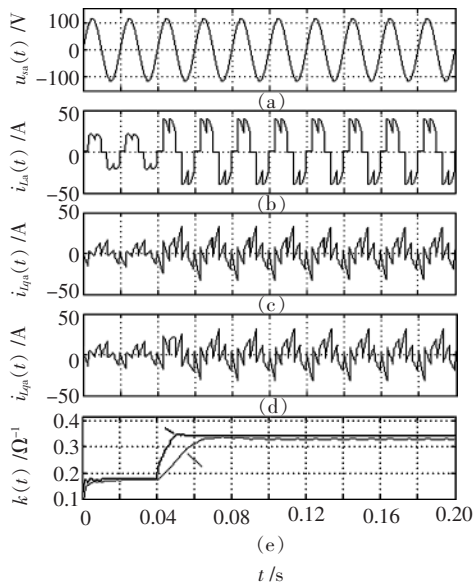


图4 暂态检测波形图

值逼近,但图(e)中 波形比 波形的响应速度明显加快,这就说明改进后的检测方法在负载电流幅值突变时比常规方法能较快跟上负载的变化。第4阶段为新的稳定阶段,与第2阶段相同。

3.2 实验研究

实验采用三相标准功率信号源 (STAR-JCD4060),其电压、电流所含谐波分量可分别在 2~21 次内任意设定;示波器为 HP54502A;检测电路采用实验室既有的以 DSP TMS320F2812 为核心处理器的最简智能测控系统硬件,该系统通过互感器(电压互感器 HPT304、电流互感器 HCT255)和信号处理电路完成对电源电压和负载电流的高精度采样,DSP 执行完成检测算法后即可获得负载电流中所含的谐波与无功电流成份。

3.2.1 谐波检测实验

利用 STAR-JCD4060 产生一个标准三相电压信号和一含有 50%三次谐波的三相电流被测信号,采用广义无功电流快速修正 k 值的改进 UPF 方法进行检测,验证是否能检测出其中的三次谐波电流,有关实验波形见图 5。其中 A 相表达式为

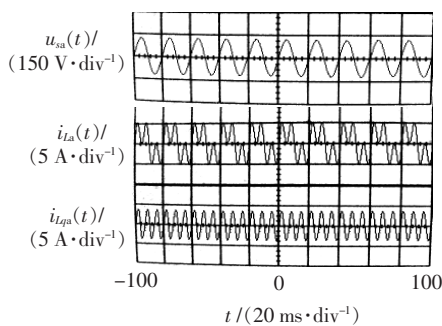


图5 谐波电流检测实验波形图

$$\begin{cases} u_{sa}(t) = \sqrt{2} \times 100 \sin(2\pi \times 50t) \\ i_{La}(t) = \sqrt{2} \times 2.5 \sin(2\pi \times 50t) + \sqrt{2} \times 2.5 \sin(2\pi \times 150t) \end{cases}$$

分析图 5 检测出的广义无功电流 $i_{Lqa}(t)$ 的波形,频率为 150 Hz,幅值约为 3.5 A,正好是输入信号 $i_{La}(t)$ 中所含的三次谐波电流。

3.2.2 无功检测实验

用上述改进的 UPF 检测方法检测标准电流信号 $i_{La}(t) = \sqrt{2} \times 5 \sin(2\pi \times 50t - \pi/4)$ 中的无功电流,实验波形图见图 6。

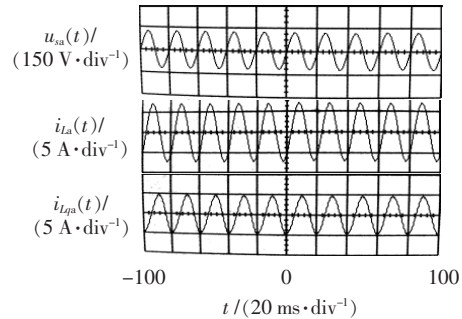


图6 无功电流检测实验波形图

分析图 6 中检测出的广义无功电流 $i_{Lqa}(t)$ 的波形,频率为 50 Hz,幅值约为 5 A,初始相位角差约 $\pi/4$,正好是输入信号 $i_{La}(t)$ 中的无功电流。

3.2.3 谐波和无功检测实验

用改进的 UPF 方法对一标准电流信号 $i_{La}(t) = \sqrt{2} \times 2.5 \sin(2\pi \times 50t - \pi/4) + \sqrt{2} \times 2.5 \sin(2\pi \times 150t)$ 进行检测,电流与电压之间功率因数 $\cos\alpha = 0.707$,有关实验波形见图 7。

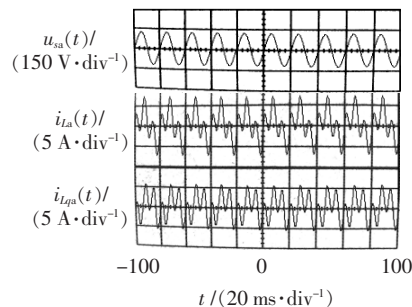


图7 谐波与无功电流检测实验波形图

从上述实验波形中可以看出, k 值广义无功电流快速修正的 UPF 检测方法可以有效完成对谐波与无功电流的检测,从而证明了此改进方法的正确性与实用性。

4 结语

快速、准确地检测出谐波及无功电流,是 APF 能够进行有效补偿的前提和关键,现有检测方法存在的缺陷是制约 APF 大量投入工业生产中的重要原因。笔者针对常规 UPF 检测方法低通滤波器输出延时问题,从平均功率的角度出发,在文[6]的基础上提出了一种利用广义无功电流对 k 值进行快速修正的改进方法。仿真波形表明,此法具有较好的精度,暂态性能明显提高。实验证明了该 (下转第 508 页)

衡状态。造成在平顶区域的局部放电主要取决于初始电子的产生和气隙电荷的扩散,具有直流下局部放电特征,放电次数较少。

因施加脉冲频率较高,导致单位时间放电次数较多,放电能量较高,局部气隙发展很快,而大气隙发展和高电场有关,因此在脉冲 20° 相位附近的最大放电量和放电次数应和脉冲电压在该处产生的较高电场强度有关。根据图8中不同老化时间下局部放电最大放电量相位分析可知,随着老化时间增长, 20° 相位附近最大放电量的幅值增加,老化100h的最大放电量比老化20h的最大放电量增长了近4倍,但其相对应的放电次数仅略有增长,并不明显,可能是大气隙数量并不多,因此对应的放电次数也较少。但该处放电次数相位分布随着老化时间增长呈现一种较为明显的离散分布,而且对应的最大放电量幅值在持续增加,说明脉冲电压下老化后,局部放电导致的部分气隙发展很快,尤其是在高电场下对应的气隙,导致部分放电出现在较高的相位和呈现不连续的分布状态。

由以上分析得知,高相位放电的幅值增长和放电相位分布的离散特征,尤其在 20° 相位附近,是绝缘失效前的危险信号,是部分缺陷迅速发展的标志,该放电标志试样中局部气隙迅速增大,有可能导致样本击穿。为验证该结论,将两个相同条件下老化后的样本21号和35号在 $(19\sim 21)^\circ$ 相位区间的最大放电量进行统计,结果见图9,该区间内的最大放电

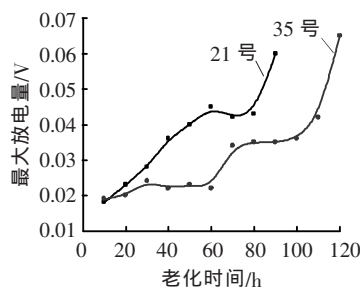


图9 样本在 $19^\circ\sim 21^\circ$ 相位区间最大放电量随时间变化

(上接第504页)

方法的正确性和有效性,为APF走向工程化和实用化奠定了基础。

参考文献:

- [1] JAIN S K, AGARWAL P, GUPTA H O. A Control Algorithm for Compensation of Customer-generated Harmonics and Reactive Power [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2004, 19(1): 357-366.
- [2] LIN H C. An Internet-based Graphical Programming Tool for Teaching Power System Harmonic Measurement [J]. IEEE

量都随老化时间增长,尤其在老化后期最大放电量增长迅速。

4 结论

通过对比工频和脉冲下局部放电相位分析可得以下结论:

(1)随老化时间的增长,放电相位都呈现展宽趋势。工频下放电相位分布比较“连续”,脉冲电压下,放电相位分布随着老化时间增长出现明显的离散特征。

(2)脉冲下高相位放电幅值的增长和相位分布离散现象的出现,是绝缘失效前的危险信号,是部分缺陷迅速发展的标志。

参考文献:

- [1] 刘 曦, 吴广宁, 佟来生,等. 高频脉冲方波局部放电特征参量比较的研究[J]. 电气应用, 2007, 26(1): 61-64.
- [2] YIN Wei-jun. Dielectric Properties of an Improved Magnet Wire for Inverter-fed Motors [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 1997, 13(4): 17-23.
- [3] 何恩广. 纳米 TiO_2 填料对变频电机耐电晕电磁线绝缘性能的影响[J]. 电工技术学报, 2003, 18(1): 72-76.
- [4] 佟来生, 吴广宁, 温凤香,等. 变频牵引电机端子过电压产生原理及影响因素[J]. 西南交通大学学报, 2005, 40(5): 673-676.
- [5] 张血琴, 吴广宁, 郭 俊,等. 高频连续脉冲作用下电机绝缘局部放电信号的提取[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 103-107.
- [6] 周 凯, 吴广宁, 邓 桃,等. 纳米复合绝缘材料的热刺激电流测试研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 76-82.
- [7] ZHOU Kai, WU Guan-ning, TAO Deng, et al. Aging Time Effect on PD and Space Charge Behavior in Magnet Wire under High PWM Voltages [C]// IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Toronto, Canada, 2006: 159-162.
- [8] FABIANI D, MONTANARI G C, CAVALLINI A, et al. Relation between Space Charge Accumulation and Partial Discharge Activity in Enamelled Wires under PWM-like Voltage Waveforms [J]. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, 2004, 11(3): 393-405.

Trans. on Deucation, 2006, 49(3): 404-414.

- [3] GYUGYI L, STRYCUCLA E C. Active AC Power Filters [C]// Proc. of IEEE/IAS Annual Meeting, 1976: 529-535.
- [4] 刘开培, 陈艳慧, 张俊敏. 基于 $p-q-r$ 法的电力系统谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 25-29.
- [5] 李亚峰, 李含善, 任永峰. 用于串联型有源电力滤波器的 $dq0$ 变换[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 59-73.
- [6] 赵怀军, 庞亚飞, 陈 明,等. 改进型UPF谐波电流实时检测方法[J]. 电网技术, 2007, 31(9): 38-42.