

动态电压恢复器基于模糊形态滤波器的检测方法研究

师 维, 周卫平, 吴正国

(海军工程大学电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘要: 针对三相不平衡电压暂降, 以及动态电压恢复器对电压检测的实时性要求, 在常用 dq 变换的基础上, 提出一种新的检测方法。该方法将模糊控制应用于数学形态滤波器, 对电网中的谐波、随机以及脉冲等多种干扰进行初次滤除。再对各单相电压使用求导的方法, 分别得到三相虚拟电压。最后对虚拟电压进行 dq 变换并用新型滤波器替代传统巴特沃斯低通滤波器, 可实时、准确地检测出电压暂降起始与结束时间、幅值以及相角变化。通过仿真证明该方法与传统 dq 检测方法相比具有抗干扰能力强, 延时小, 运算简单的优点。

关键词: 电压跌落; 动态电压恢复器; dq 变换; 形态学滤波器; 模糊控制

A novel fuzzy morphology filter detection algorithm for dynamic voltage restorer

SHI Wei, ZHOU Wei-ping, WU Zheng-guo

(College of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In order to identify unbalanced three-phase voltage sags characteristics, as well as to meet the real time voltage detection requirements of dynamic voltage restorer, a new method based on traditional dq transformation to detect voltage sags is presented. At first, the fuzzy control is applied to mathematical morphology filter to pretreat harmonics and random/impulse noise in power grid. Then, a derivative method is used for each single-phase voltage to obtain a three-phase virtual voltage. Finally, voltage sags can be detected instantaneously with duration, magnitude and phase-angle jump when three-phase virtual voltage is treated by dq transformation and new filter replaces Butterworth low-pass filter. Compared with traditional dq detection algorithm, this method has advantages of good anti-jamming capability, high speed in execution as well as simple implementation.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51207164).

Key words: voltage sag; dynamic voltage restorer; dq transform; mathematical morphology filter; fuzzy control

中图分类号: TM761 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)02-0063-06

0 引言

目前电力电子设备的大量使用, 使得电压跌落对电力系统的影响越来越大^[1-2]。动态电压恢复器 (Dynamic Voltage Restorer, DVR) 可对电网电压进行动态补偿, 解决电压暂降、突升, 以及系统电压不对称、畸变等问题^[3]。

实时、准确地检测出电压跌落起始、结束时间, 幅值以及相角变化是保证动态电压恢复器有效投切工作的前提。因此动态电压恢复器检测方法就成了一个研究热点。目前应用比较多的检测方法包括有效值检测法、峰值电压法、小波变换法以及傅里叶变换法^[4-6]。这些方法大多基于频率分析造成计算

量较大或者需要半个到一个周波的延时, 无法满足动态电压恢复器对检测实时性的要求。而基于瞬时无功功率的 dq 变换法是根据实时数据进行处理, 具有很高的实时性。文献[7-8]在基于单相瞬时电压 dq 变换法的基础上利用求导法提出一种无时延的改进 dq 变换算法。很好地解决了三相电压不平衡问题, 而且进一步提高了检测速度。但是并没有考虑实际电网中多种干扰对检测精度的影响, 同时传统巴特沃斯低通滤波器不可避免地会给系统带来延时, 很大程度上影响了检测的实时性的进一步提高。

本文在改进 dq 变换算法的基础上, 根据数学形态学理论以及模糊控制理论, 构造出将模糊控制应用于数学形态滤波器的新型非线性低通滤波器, 利用其良好的低通性能, 可对加入干扰的电网电压进行滤波预处理, 再对各单相电压利用求导的方法,

基金项目: 国家自然科学基金(51207164)

分别得到三相虚拟电压。最后对虚拟电压进行 dq 变换并用新型滤波器替代传统巴特沃斯低通滤波器, 得到电压跌落起始、结束时间, 幅值以及相角变化, 从而解决了传统检测方法抗干扰能力差, 实时性不高的问题。仿真结果表明该方法检测精度与实时性比使用传统线性低通滤波器有了较大提高。

1 瞬时 dq 变换法检测电压跌落原理

传统三相电源系统以 abc 坐标表示, 该坐标系静止不动。dq 变换即 park 变换是将 abc 三相电压转换成 dq 坐标系中相应分量。

实际三相电压中由于谐波以及电压不平衡等因素的影响^[9], 可将 abc 三相电压表示为

$$\begin{cases} v_a = \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{1i} \sin(\omega t + \theta_{1i}) + \\ \quad \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{2i} \sin(\omega t + \theta_{2i}) \\ v_b = \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{1i} \sin(\omega t + \theta_{1i} - \frac{2\pi}{3}) + \\ \quad \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{2i} \sin(\omega t + \theta_{2i} + \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{1i} \sin(\omega t + \theta_{1i} + \frac{2\pi}{3}) + \\ \quad \sum_{i=1}^n \sqrt{2}U_{2i} \sin(\omega t + \theta_{2i} - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{1i} 为正序第 i 次谐波有效值; U_{2i} 为负序第 i 次谐波有效值; θ_{1i} 为正序第 i 次谐波初相角; θ_{2i} 为负序第 i 次谐波初相角。

abc 三相电压经 dq 变换可得

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta_{11}) & \sin(\omega t + \theta_{11} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \theta_{11} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\omega t + \theta_{11}) & -\cos(\omega t + \theta_{11} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega t + \theta_{11} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: v_d 为 d 轴电压分量; v_q 为 q 轴电压分量; $\sin(\omega t + \theta_{11})$ 与 $\cos(\omega t + \theta_{11})$ 为与 a 相电压基波分量相位相同的正余弦信号, 将式(1)中的 abc 三相电压分量代入(2)式可得

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_{11} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{1i} \begin{bmatrix} \sum_{i=2}^n \cos[\omega(i-1)t + \delta_{1i}] \\ \sum_{i=2}^n \sin[\omega(i-1)t + \delta_{1i}] \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2i} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n -\cos[\omega(i+1)t + \delta_{2i}] \\ \sum_{i=1}^n -\sin[\omega(i+1)t + \delta_{2i}] \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式(3)可知, 经过 dq 变换后, abc 三相电压正序基波分量变为直流分量, 正序 n 次谐波分量变为 $n-1$ 次谐波分量, 负序 n 次谐波分量变为 $n+1$ 次谐波分量。将式(3)计算所得的 v_d 、 v_q 分量分别经过低通滤波器可滤除各高次谐波得

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_{11} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(4)可以求得 a 相电压的正序基波电压的幅值。但是电压暂降多为单相暂降, 同时伴有相位的跳变, 造成三相电压的不平衡。假设 a 相电压发生暂降且相位跳变 α 角度, 式(1)中 a 相电压基波正序分量变为 $\sqrt{2}U_{11} \sin(\omega t + \theta_{11} + \alpha)$, 采用文献[5]所提出的无时延改进型的方法分别构造 b 相与 c 相电压, 再将所构造三相电压代入式(2)进行 dq 变换, 然后将所得 d 轴、q 轴电压分量通过低通滤波器滤除谐波可得

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_{11} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ -\sin \alpha \end{bmatrix} \quad (5)$$

由式(5)可得

$$U_{11} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (6)$$

$$\alpha = \arcsin \left(-\frac{\sqrt{3}v_q}{3U_{11}} \right) = \left(-\frac{v_q}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} \right) \quad (7)$$

由式(1)~式(7)推导可知电压跌落的瞬时 dq 检测法原理图如图 1 所示。

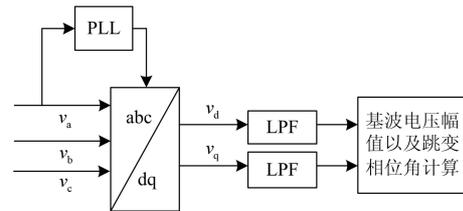


图 1 瞬时 dq 检测法原理图

Fig. 1 Principle of synchronous dq detection method

要准确获得基波电压幅值以及跳变相位角的核心就是快速、精确地得到滤除谐波后的 v_d 、 v_q 分

量, 所以低通滤波器的选择就会直接影响算法的可实现性。传统数字低通滤波器的类型、阶数、截止频率都会对检测的精确性产生很大影响, 文献[10]经综合考虑, 采用 2 阶、截止频率为 75 Hz 的 Butterworth 低通滤波器在检测精度要求不高的情况下可以满足设计要求, 但数字低通滤波器存在的固有系统延时仍然无法避免, 限制了 DVR 检测速度的进一步提高。

2 模糊形态滤波器的设计

2.1 数学形态学的基本原理以及形态学滤波器的构造

数学形态学是 1964 年由法国 G Matlron 和 J. Serra 在积分几何研究成果的基础上创立的, 是基于集合论的数学分支^[11]。形态滤波是利用预先设定的结构元素对信号进行相关的数学形态学运算, 以达到提取有用信号、抑止噪声的目的。

设输入序列 $f(n)$ 和结构元素 $g(n)$ 分别为定义在 $F = \{0, 1, \dots, N-1\}$ 和 $G = \{0, 1, \dots, M-1\}$ 上的离散函数, 且 $N \geq M$, 则 $f(n)$ 关于 $g(n)$ 的膨胀运算定义为

$$(f \oplus g)(n) = \max \{f(n-m) + g(m)\} \quad (8)$$

$f(n)$ 关于 $g(n)$ 的腐蚀运算定义为

$$(f \ominus g)(n) = \min \{f(n+m) - g(m)\} \quad (9)$$

其中: $n = 0, 1, \dots, N-1; m = 0, 1, \dots, M-1$ 。形态开运算定义为

$$(f \circ g)(n) = [(f \ominus g) \oplus g](n) \quad (10)$$

形态闭运算定义为

$$(f \bullet g)(n) = [(f \oplus g) \ominus g](n) \quad (11)$$

在电力系统中, 开闭运算均具有低通特性, 但开运算用于平滑并抑制信号的峰值噪声, 滤波后序列小于或等于原始序列, 闭运算则用于抑制波谷噪声, 滤波后序列大于或等于原始序列。Maragos 利用相同尺寸的结构元素, 分别定义开-闭(OC)、闭-开(CO)运算为

$$OC(f(n)) = (f \circ g \bullet g)(n) \quad (12)$$

$$CO(f(n)) = (f \bullet g \circ g)(n) \quad (13)$$

这两种运算虽然同时具有开、闭运算的性质, 但是开-闭、闭-开滤波器均存在统计偏倚现象, 经开-闭滤波器输出幅值偏小, 经闭-开滤波器输出幅度幅值偏大。故较多采用两种滤波器平均组合形式

构成交替混合滤波器, 即

$$\begin{aligned} [(f)ah(g)](n) = \\ [(f)OC(g) + (f)CO(g)](n)/2 \end{aligned} \quad (14)$$

2.2 模糊形态滤波器构造

形态滤波器的滤波效果不止取决于滤波器变换形式, 还与结构元素的形状和长度有关, 只有当结构元素的形状与长度和所要滤除的信号相匹配时才能有效地滤波。一般情况下滤除谐波使用直线型元素结构效果较好, 滤除白噪声使用半圆型结构元素效果较好, 滤除脉冲噪声使用三角型结构元素效果较好。考虑到实际电力系统中电网电压往往会有多种形式的噪声干扰, 单纯的使用一种结构元素进行滤波效果并不理想, 为了充分利用各种结构元素的滤波效果, 可以在交替混合滤波器的基础上将模糊控制的方法与形态滤波器相结合构成一种新的滤波器, 其基本形式如图 2 所示。

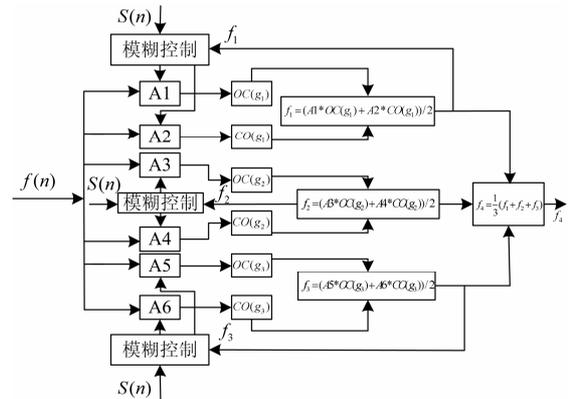


图 2 模糊形态滤波器

Fig. 2 Fuzzy mathematical morphology filter

本滤波器采用三种结构元素并行。 g_1 为直线型结构元素, g_2 为半圆型结构元素, g_3 为三角型结构元素。其中 $f(n)$ 为输入原始信号, $S(n)$ 为不包括噪声的理想信号, 可设 $f(n) = S(n) + r(n)$, $r(n)$ 为噪声信号。 f_1 、 f_2 、 f_3 为原始信号通过三种交替混合滤波器的输出:

$$f_1 = (A1 * OC(g_1) + A2 * CO(g_1))/2 \quad (15)$$

$$f_2 = (A3 * OC(g_2) + A4 * CO(g_2))/2 \quad (16)$$

$$f_3 = (A5 * OC(g_3) + A6 * CO(g_3))/2 \quad (17)$$

通过模糊控制可实时整定权值 $A1 \sim A6$ 的大小, 以达到最佳的滤波效果。设计二阶模糊控制器以 $S(n)$ 与 f_1 、 f_2 、 f_3 的差值 e 以及差值的变化率 de 为输入, 以权值 $A1 \sim A6$ 为输出, 输入输出语言变量

模糊子集均定义为{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB},选取 e 和 de 的模糊论域为 $[-90\ 90]$,选取 $A1\sim A6$ 的模糊论域为 $[0.8\ 1.2]$ 。模糊控制器输入输出隶属度函数如图3所示。

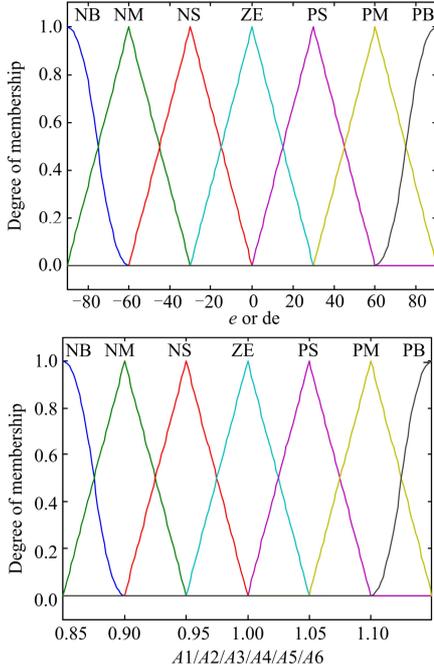


图3 输入输出隶属度函数分布曲线

Fig. 3 Input and output membership function distribution curve

结合多次实验数据以及开-闭、闭-开滤波器特点,建立如表1所示控制规则。

表1 模糊控制规则

Table 1 Control rules of the fuzzy controller

$A1(A3,A5)/A2(A4,A6)$		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
ec	NB	ZE/ NB	ZE/ NM	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ ZE	ZE/ ZE	ZE/ ZE
	NM	ZE/ NM	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ ZE	ZE/ ZE	NS/ ZE
	NS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE
	ZE	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE
	PS	ZE/ NS	ZE/ NS	ZE/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE
	PM	ZE/ NS	ZE/ ZE	ZE/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NM/ ZE
	PB	ZE/ ZE	ZE/ ZE	ZE/ ZE	NS/ ZE	NS/ ZE	NM/ ZE	ZB/ ZE

2.3 新型检测方法的实现

以检测 a 相电压暂降为例,本文所提出的新型动态电压恢复器的检测方法原理框图如图4所示。

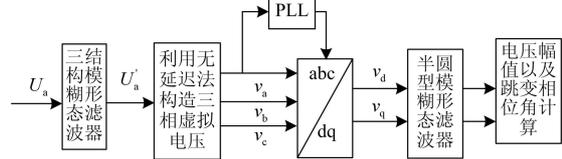


图4 新型检测方法原理图

Fig. 4 Principle of a novel detection method

U_a 为 a 相电网电压,由于电网电压除了基波电压以外往往还会有谐波电压以及白噪声、脉冲噪声等多种形式的噪声干扰,故使用 3.2 节所提出的三结构模糊形态滤波器对原始电压进行预处理可滤除掉大多数噪声干扰以及谐波电压,其输出电压为 U'_a 。考虑到虚拟三相电压 dq 变换后只含有基波正序分量转换为直流分量,以及少量噪声干扰,对 v_d 、 v_q 滤波仍使用三结构模糊形态滤波器滤波效果并不理想且检测速度也会下降,经过多次试验仿真比较,使用单结构半圆型模糊形态滤波器检测精度以及检测速度都较为理想,其模糊控制器的设计与三结构的相同。通过仿真实验表明本文所提出的基于瞬时 dq 变换的新型动态电压恢复器的检测方法抗干扰能力强,延时小,检测速度、精度较高。

3 系统仿真实验分析

3.1 原始电网电压预处理滤波实验

本文利用 Matlab/Simulink 仿真软件对系统进行仿真。动态电压恢复器系统电网电压以 a 相为例参数设置为:相电压幅值 $\sqrt{3}0\sqrt{2}\text{ V}$,基波频率 50 Hz,且含有三次谐波以及白噪声和脉冲噪声干扰。其中白噪声干扰功率为 0.02 dBW,脉冲噪声幅值为 110 V,分别在 0.11 s 以及 0.22 s 加入,电网电压在 0.1~0.2 s 发生 30% 的电压暂降并伴随有 40° 的相位跳变。仿真中电压采样频率为 10 kHz, a 相电压波形如图 5(a)所示,其信噪比为 17.543 7 dB。分别采用四种低通滤波器对 a 相电压进行预处理,滤波效果如图 5(b)、图 5(c)所示,其中图 5(b)为采用二阶巴特沃斯滤波器的滤波效果,所得波形信噪比为 17.537 1 dB,图 5(c)为采用直线结构数学形态滤波器的滤波效果,所得波形信噪比为 18.6042 dB,图 5(d)为采用模糊直线结构数学形态滤波器的滤波效果,所得波形信噪比为 18.6128 dB,图 5(e)为采用三结构模糊形态滤波器的滤波效果,所得信噪比为 18.7350 dB。各种结构元素分别为

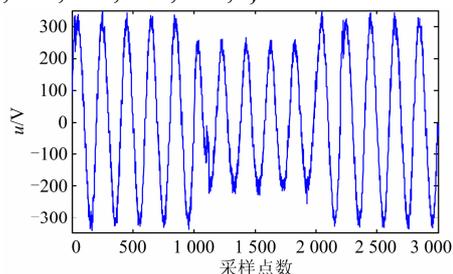
直线型结构元素: $g(n) = \{0, 0, 0, 0\}$

半圆型结构元素:

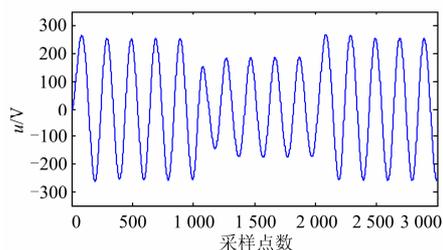
$$g(n) = \{0, 3.97, 5.2, 5.5, 6, 5.2, 3.97, 0\}$$

三角型结构元素:

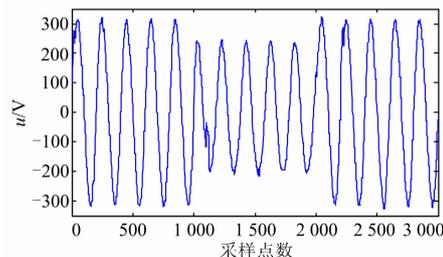
$$g(n) = \{0, 2.14, 4.29, 6.43, 5.57, 10.71, 12.56, 15, 12.86, 10.71, 8.57, 6.43, 4.29, 2.14, 0\}$$



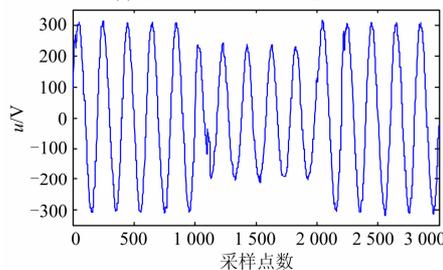
(a) a相电压原始波形



(b) 二阶巴特沃斯低通滤波器滤波效果



(c) 直线结构交替混合形态滤波器滤波效果



(d) 模糊直线结构数学形态滤波器的滤波效果

(e) 三结构模糊形态滤波器的滤波效果

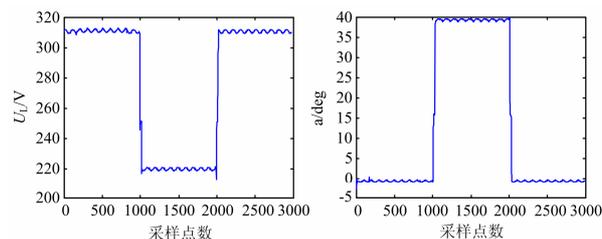
图 5 四种滤波器的滤波效果比较

Fig. 5 Comparison of filtering effects of four different filters

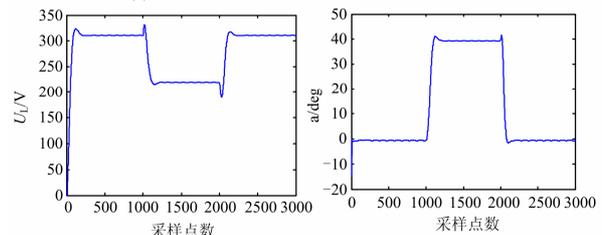
由仿真结果可以看出采用巴特沃斯低通滤波器造成波形失真较大, 且产生相位延迟, 滤波效果很不理想, 采用直线型交替混合形态滤波器与直线型模糊形态滤波器, 波形失真较小, 较为理想地提取出了基波电压分量, 而采用三结构的模糊形态滤波器, 波形失真最小, 信噪比最高, 达到了实验预期效果。

3.2 电压幅值相位检测实验

利用无延时法将使用三结构模糊形态滤波器处理后的电网电压构造造成三相虚拟电压 v_a 、 v_b 、 v_c , 经过 park 变换得到 d 轴与 q 轴分量 v_d 、 v_q , 考虑到预处理后的电网电压只含少量的噪声干扰, 所以将 v_d 、 v_q 通过低通滤波器可滤除干扰分量, 根据式 (6)、式(7)便可检测到电网电压幅值以及相位的跳变。分别采用巴特沃斯低通滤波器以及模糊半圆形态滤波器对 v_d 、 v_q 滤波后可得图 6 结果。



(a) 采用模糊半圆形态滤波器的幅值与相位检测结果



(b) 采用二阶巴特沃斯低通滤波器的幅值与相位检测结果

图 6 两种滤波器检测效果比较

Fig. 6 Comparison of detecting effects between two filters

图 6(a)为采用模糊半圆形态滤波器的基波电压幅值与相位跳变检测结果, 图 6(b)为采用二阶巴特沃斯滤波器基波电压幅值与相位跳变检测结果。由波形图对比可以看出使用二阶巴特沃斯滤波器会给系统带来 10 ms 以上的延时, 并且依然含有部分谐波分量, 滤波效果并不理想, 不能准确的得到电压跌落的起始与结束时间。而采用模糊半圆形态滤波器系统延时仅有 1 ms 左右, 可准确地得到基波分量, 滤波效果较好, 所以采用本文提出的检测方法可以检测出基波电压幅值以及相位, 并且能精确地得到电压跌落的起始与结束时间, 很好地满足了动态电压器快速检测、准确投切的要求。

4 结论

本文针对三相不平衡电压跌落暂降, 以及动态电压恢复器对电压检测的实时性要求。在常用 dq 变换的基础上, 提出一种新的检测方法。该方法将模糊控制应用于数学形态滤波器, 使用三种形式的结构元素对电网中的谐波、白噪声以及脉冲干扰进行初次滤除。再将各单相电压利用求导的方法, 分别得到三相虚拟电压。最后对虚拟电压进行 dq 变换并用模糊半圆形态滤波器替代传统巴特沃斯低通滤波器, 仿真对比试验表明该方法满足简单、易行, 可实时、准确地检测出电压跌落起始、结束时间, 幅值以及相角变化, 满足 DVR 快速检测、准确投切的要求。

参考文献

- [1] Bollen M H J. Understanding power quality problems, voltage sags and interruptions[M]. New York: IEEE Press, 2000.
- [2] 王晶, 徐爱亲, 翁国庆, 等. 动态电压恢复器控制策略研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(1): 145-151.
WANG Jing, XU Ai-qin, WENG Guo-qing, et al. A survey on control strategy of DVR[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(1): 145-151.
- [3] 鲁波涌, 黄文清. 结合小波变换和能量算子的电压暂降检测方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 171-177.
LU Bo-yong, HUANG Wen-qing. Hybrid wavelet-energy operator method for voltage sag detection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 171-177.
- [4] 王智勇, 吴正国, 周卫平, 等. 基于基波特征量提取的 DVR 参考电压波形生成算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 168-175.
WANG Zhi-yong, WU Zheng-guo, ZHOU Wei-ping, et al. A novel reference wave generating algorithm based on characteristic vector extracted for DVR[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 168-175.
- [5] Song H S, Nam K. Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions[J]. IEEE Proceedings Generation Transmission and Distribution, 2000, 147(6): 409-415.
- [6] 郝晓弘, 田江博, 陈伟, 等. 基于信息熵和数学形态学的电压跌落持续时间检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(11): 30-36.
HAO Xiao-hong, TIAN Jiang-bo, CHEN Wei, et al. Detection method of voltage sag duration based on information-entropy and mathematical morphology[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(11): 30-36.
- [7] 王智勇, 吴正国, 周卫平. 直接电容接入动态电压恢复器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(17): 82-86.
WANG Zhi-yong, WU Zheng-guo, ZHOU Wei-ping. Study on the dynamic voltage restorers with capacitor direct-coupled[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 37(17): 82-86.
- [8] 张波, 颜湘武, 王树岐. 基于 dq 变换的三相电压暂降生成方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 55-61.
ZHANG Bo, YAN Xiang-wu, WANG Shu-qi. A novel reference wave generating algorithm based on dq transformation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10): 55-61.
- [9] 冯小明, 杨仁刚. 动态电压恢复器的形态学-dq 变换综合检测算法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 194-198.
FENG Xiao-ming, YANG Ren-gang. A novel integrated morphology-dq transformation detection[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 194-198.
- [10] WANG Ji-dong, LIU Kun, YANG Guan-qing. Simulation of voltage sag detection method based on DQ transformation[J]. Lecture Notes in Electrical Engineering, 2011(1): 1039-1046.
- [11] Serra J. Morphological filtering[C] // An Overview Signal Processing. Barcelona, Spain, 1994, 38(4): 3-11.

收稿日期: 2013-04-27; 修回日期: 2013-06-08

作者简介:

师 维 (1988-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能智能化控制; E-mail: 415490607@qq.com

周卫平 (1969-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电能质量检测与控制;

吴正国 (1943-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术、数字信号处理。