

基于包含谐波模型的加权最小二乘估计算法的电压暂降检测方法

雷 何¹, 高山¹, 林新春¹, 康 勇¹, 段余平², 邱 军²

(1. 华中科技大学 强电磁工程与新技术国家重点实验室, 湖北 武汉 430074;

2. 武汉钢铁(集团)公司, 湖北 武汉 430083)

摘要: 针对动态电压恢复器需要以较快的速度检测出电网电压暂降, 提出一种基于对电网电压建立谐波模型的加权最小二乘估计算法的电压暂降检测方法。通过重置协方差, 在电网电压的谐波分量较高时该算法也能准确快速地判断出电压暂降。由于建立了谐波模型, 稳态误差不会包含大量谐波分量, 因此重置协方差的阈值可以设置得较小, 使得该算法能够较快地检测出深度较小的电压暂降。通过设置不同的实验条件, 验证了该算法具有良好的检测性能。

关键词: 动态电压恢复器; 电压暂降检测; 谐波模型; 加权最小二乘法; 重置协方差

中图分类号: TM 714

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.09.007

0 引言

电压暂降指电压有效值降至标称值的 10%~90% 的暂态过程, 其持续时间一般是 0.01~60 s^[1]。电压暂降产生的主要原因是电网中出现的短路故障及大容量负荷的启动等。由于计算机等敏感负载的日益增多, 且这些设备对供电电压的变化比较敏感, 因此电压暂降会使得这些设备工作异常, 造成经济损失^[2]。

动态电压恢复器能够有效保护敏感负载在电压暂降时不受其影响^[3-5]。其原理就是在检测到电压暂降时, 通过串联耦合变压器注入电压, 维持敏感负载供电电压的稳定。因此, 如何能够快速检测出电压暂降便成为一个国内外研究的热点问题。

常见的三相暂降检测方法有 dq 变换、 $\alpha\beta$ 变换、 pqr 变换, 其算法简单, 较易实现, 但检测速度受谐波影响较大^[6]。而且电网中发生的短路故障并不全是对称的, 其中单相短路故障占大多数^[7-8], 因此三相检测方法的适用范围受到限制。基于 1/8 周期傅里叶变换检测法^[9]、考虑相位跳变的检测法^[10]等单相检测方法虽然在电压发生相位跳变时也能有较快的检测速度, 但依然需要低通滤波器来抑制谐波的影响, 若电网中谐波分量较大, 需减小低通滤波器的带宽, 增加了检测时间。基于离散傅里叶变换(DFT)来实时计算有效值的检测方法有比较好的滤波效果, 但幅值收敛时间通常需要半个基波周期以上。基于改进 DFT 的检测方法缩短了检测时间, 但相位跳变会影响其检测速度^[11]。基于高阶卡尔曼滤波器的检测方法对谐波有较强的抑制, 但检测速度不够理想。

本文提出的包含谐波模型的加权最小二乘估计 WLSE(Weighted Least-Squares Estimation)算法适用

于单相电压暂降检测, 因此不受电网不平衡的影响, 并且在电网电压含有大量谐波分量时也可以准确计算出基波和各次谐波分量, 在电网电压发生暂降时, WLSE 算法会重置协方差, 该算法估算出的电压可以以较快的速度和较高的精度重新跟踪上暂降后的实际电压。由于频繁的重置协方差反而会降低电压暂降检测速度, 因此, 需要设置一个阈值来确保协方差在电网电压稳态时不会重置, 而在电压发生一定深度的暂降时才会重置以提高检测速度。该阈值一般设置为大于电压实际采样值和估计值的稳态误差。在电网电压谐波分量较高时, 相对于仅包含基波模型的 WLSE 算法^[12], 包含谐波模型的 WLSE 算法的误差比较小, 因此重置协方差的阈值可以设置得比较小。在电压暂降深度较小时, 本文提出的算法有效避免了仅包含基波模型的 WLSE 算法因无法重置协方差而减慢检测速度的缺陷, 并针对影响检测性能的几个实验条件分别对算法进行了实验验证。

1 包含谐波模型的 WLSE 算法

含 N 次谐波分量的单相电网电压 U_s 的表达式为:

$$U_s(t) = \sum_{n=1}^N U_n \cos(\omega_n t + \theta_n) = \sum_{n=1}^N (U_{dn} \cos \omega_n t - U_{qn} \sin \omega_n t) \quad (1)$$

$$U_{dn} = U_n \cos \theta_n, \quad U_{qn} = U_n \sin \theta_n$$

其中, U_n 、 ω_n 、 θ_n 分别为单相电网电压中对应的基波和各次谐波分量的幅值、角频率及起始相角。

将等式(1)写成矩阵的形式, 其表达式为:

$$y(t_i) = \mathbf{H}(t_i) \mathbf{x}(t_i) \quad (2)$$

$$\mathbf{H}(t_i) = [\cos \omega_1 t_i \quad -\sin \omega_1 t_i \quad \cdots \quad \cos \omega_N t_i \quad -\sin \omega_N t_i] \quad (3)$$

$$\mathbf{x}(t_i) = [U_{d1}(t_i) \quad U_{q1}(t_i) \quad \cdots \quad U_{dN}(t_i) \quad U_{qN}(t_i)]^T \quad (4)$$

$$y(t_i) = U_s(t_i) \quad (5)$$

代价函数的表达式为:

$$J[\mathbf{x}(t_i)] = \sum_{j=0}^i \lambda^{i-j} (y(t_i) - \mathbf{H}(t_i) \hat{\mathbf{x}}(t_i))^2 \quad (6)$$

其中, $\lambda \in (0, 1)$ 为遗忘因子, $\hat{\mathbf{x}}(t_i)$ 为 $\mathbf{x}(t_i)$ 的估算值。

WLSE 算法的目的是为了最小化代价函数以达到最优收敛过程。由于对单相电网电压建立了 N 次谐波模型, 因此需要准确估计基波及各次谐波分量, 即需要对基波及各次谐波分量分别进行 WLSE 算法才能实现最优收敛。WLSE 算法表达式为^[13]:

$$r_n(t_i) = 1 + \mathbf{H}_n(t_i) \mathbf{P}_n(t_{i-1}) \mathbf{H}_n^T(t_i) \quad (7)$$

$$\mathbf{k}_n(t_i) = \mathbf{P}_n(t_{i-1}) \mathbf{H}_n^T(t_i) r_n^{-1}(t_i) \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_n(t_i) = \lambda^{-1} (\mathbf{P}_n(t_{i-1}) - \mathbf{k}_n(t_i) \mathbf{H}_n(t_i) \mathbf{P}_n(t_{i-1})) \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_n(t_i) = \hat{\mathbf{x}}_n(t_{i-1}) + \mathbf{k}_n(t_i) (y(t_i) - \mathbf{H}(t_i) \hat{\mathbf{x}}(t_{i-1})) \quad (10)$$

$$\begin{cases} \mathbf{H}_n(t_i) = [\cos \omega_n t_i & -\sin \omega_n t_i] \\ \mathbf{x}_n(t_i) = [U_{dn}(t_i) & U_{qn}(t_i)]^T \end{cases}$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}_n(t_i)$ 为状态向量 $\mathbf{x}_n(t_i)$ 的估算值, 当 $i=0$ 时, $\hat{\mathbf{x}}_n(t_{-1}) = \mathbf{0}$; $\mathbf{P}_n(t_{i-1})$ 为二维协方差矩阵, 其初始值如式 (11) 所示。

$$\mathbf{P}_n(t_{-1}) = \begin{bmatrix} p_n & 0 \\ 0 & p_n \end{bmatrix} \quad p_n > 0 \quad (11)$$

其中, p_n 为初始变量。

因此可以根据这个最优的基波分量估算值 $\hat{\mathbf{x}}_1(t_i)$ 来计算出单相电网电压的基波幅值, 即:

$$\hat{U}_1 = \sqrt{\hat{U}_{d1}^2 + \hat{U}_{q1}^2} \quad (12)$$

2 电压暂降检测

当电网电压发生暂降时, WLSE 算法可能需要几个基波周期才能跟踪上暂降后的电压, 这显然无法满足动态电压恢复器等电力设备对于检测时间的要求。为了能够更加快速地检测出电网的暂降, 需要在 WLSE 算法中重置协方差, 即将二维协方差矩阵 $\mathbf{P}_n(t_{i-1})$ 重置为初始值 $p_n \mathbf{I}$ (\mathbf{I} 为二维单位矩阵)。而协方差重置的条件取决于 WLSE 算法的误差大小。

WLSE 算法的误差可以由实际采样值与估计值之差得到:

$$e(t_i) = y(t_i) - \mathbf{H}(t_i) \hat{\mathbf{x}}(t_i) \quad (13)$$

故需设定一个阈值 ε , 即当 $|e(t_i)| > \varepsilon$ 时, 认为当前电网电压有较大暂降, 需将协方差重置为初始值, 相当于 WLSE 算法重新初始化; 当 $|e(t_i)| < \varepsilon$ 时, 认为当前电网电压变化较小, WLSE 算法无需初始化。

一般比较常见的是仅建立基波模型来进行 WLSE 算法, 该建模方法在电网谐波较小时可以有较高的检测精度和较快的检测速度。但是当电网谐波较大时, 由于仅包含基波模型的 WLSE 算法只估算基波分

量, 因此 $e(t_i)$ 中会包含较大的谐波分量。为了避免稳态时因频繁重置协方差而造成算法异常, 因此需要设置阈值 ε 大于谐波分量幅值。而电网的谐波分量大小并不是恒定不变的, 需要将阈值 ε 设定得较大来保证算法稳定。但是在电网电压发生小的暂降时, 仅包含基波模型的 WLSE 算法无法重置协方差, 会减慢检测的速度。

为了克服上述缺陷, 本文提出了包含谐波模型的 WLSE 算法。该算法不仅可以准确估计电网基波分量, 也可以准确估计谐波分量。因而在电网谐波较大时, 相对仅有基波模型的 WLSE 算法, 阈值 ε 可以设定为一个较小的值, 在电压暂降深度较小时也能保证检测的快速性, 提高了该算法对于电网电压暂降的检测性能。

由于较小的阈值容易造成算法在收敛过程中反复重置协方差, 因此本文加入了延迟算法以增强算法的可靠性。当检测到误差超过阈值时会重置协方差, 同时启动延时计数程序, 在延时期间即使再次检测到误差超过阈值也不会重置协方差, 只有延时结束后才能再次重置协方差。一般半个基波周期内电网电压连续发生 2 次暂降的情况极少出现, 因此将延迟时间设置为半个基波周期。包含谐波模型的 WLSE 算法流程图如图 1 所示。

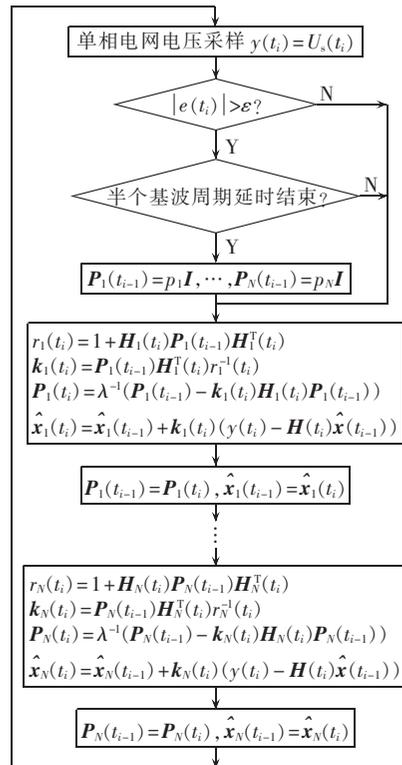


图 1 包含谐波模型 WLSE 算法流程图

Fig.1 Flowchart of WLSE algorithm with harmonic models

3 实验分析

由于电网中的高次谐波分量容易被低通滤波器

滤除,因此对 WLSE 算法影响最大的是一些低次谐波分量。由于电网中偶次谐波分量较小,因此本文仅考虑奇次谐波。由于建立过多的谐波模型会使得各次谐波分量在收敛过程中互相影响,反而会减慢基波分量的收敛速度,增加检测时间,而且一般电网中 3、5、7 次谐波分量相对比较大,因此本文实验分析了包含 3、5、7 次谐波模型的 WLSE 算法。由于过小的阈值 ε 使得 WLSE 算法更容易受到噪声的干扰,因此本文将阈值 ε 设定为 $0.12U_1$ 。由于谐波分量相对于基波分量偏小,因此谐波分量的协方差可以设置得小一些,其表达式为:

$$\begin{cases} p_1=30 \\ p_{3,5,7}=10 \end{cases} \quad (14)$$

本文在基于 DSP2812 控制系统的实验台架上进行实验分析,采样频率为 5 kHz。并且将需要观测的变量转换为 5 kHz 的高频 PWM 信号,然后通过带宽为 500 Hz 的低通滤波器滤除高频分量,这样就可以将变量直观地显示于示波器上。

3.1 谐波抑制

为了验证本文提出的算法在谐波分量较大时也有良好的检测性能,利用可编程交流电源输出基波幅值为 100 V、频率为 50 Hz 的单相电压,并且含有 5% 的 3 次谐波、5% 的 5 次谐波、5% 的 7 次谐波、2% 的 9 次谐波、2% 的 11 次谐波以及 2% 的 13 次谐波,以此作为暂降前的稳态电压,其表达式为:

$$U_s(t) = 100 \sin(\omega t) + 5 \sin(3\omega t) + 5 \sin(5\omega t) + 5 \sin(7\omega t) + 2 \sin(9\omega t) + 2 \sin(11\omega t) + 2 \sin(13\omega t) \quad (15)$$

其中, ω 为基波分量的角频率。

由于包含谐波模型的 WLSE 算法估计的基波分量、各次谐波分量以及误差是程序内部变量,需要先将其转换为高频信号,利用低通滤波器滤除高频分量后显示到示波器上,其量程与实际采样电压不同。因此,为了便于分析,本文对基波分量、各次谐波分量以及误差的量程进行比例换算,使其与实际采样电压的量程保持一致。由于低通滤波器具有延时特性,因此在示波器上显示的估计值与实际的估计值相比会有一些的延时。

图 2 中 \hat{U}_3 、 \hat{U}_5 、 \hat{U}_7 分别为算法估计的 3、5、7 次谐波分量,可以发现,即使电网谐波分量较大时,该算法也可以准确估计基波分量,稳态误差在 $\pm 0.5\%$ 以内。由于加入了 3、5、7 次谐波模型,因此该算法还可以估计 3、5、7 次谐波分量,使得误差中仅含有剩余的少量谐波分量,因此阈值即使设置得较小,该算法也可以正常收敛。

3.2 暂降检测

除了谐波对于暂降检测有较大的影响,暂降起始相位、暂降深度以及暂降时伴随的相位跳变也都会影响暂降检测的速度,因此需要设置不同的实验条件

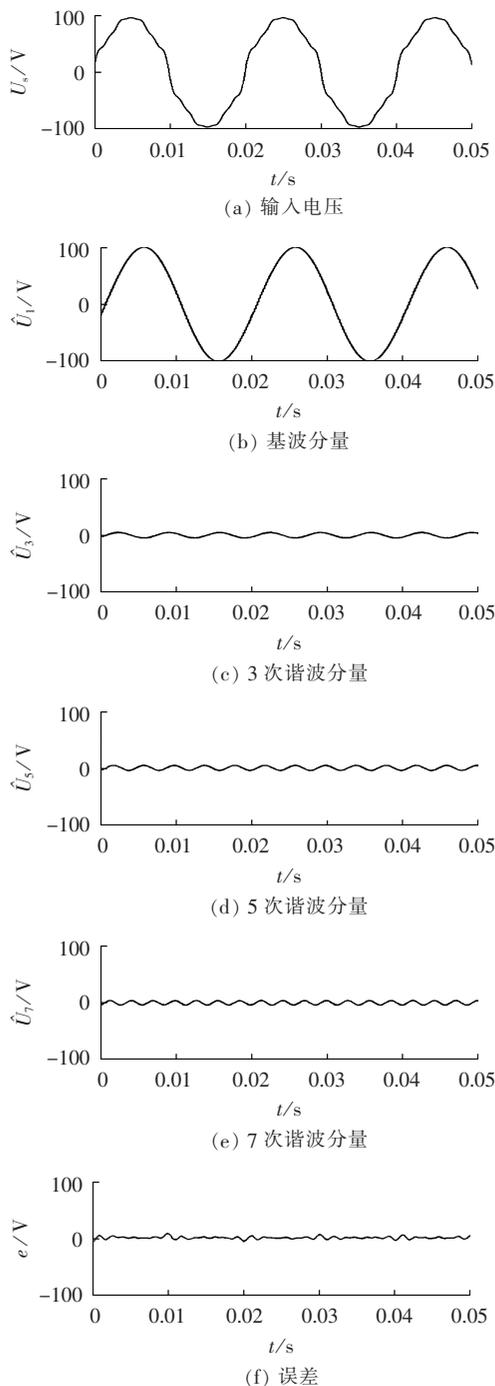


图 2 包含低次谐波模型 WLSE 算法的稳态性能

Fig.2 Steady-state performance of WLSE algorithm with low-order harmonic models

来验证本文提出的算法具有良好的检测性能,如表 1 所示。

表 1 不同的实验条件

Tab.1 Different experimental conditions

起始相位/(°)	暂降深度	相位跳变/(°)
0	20%	0
90	50%	± 30

起始相位为 0° ,即输入电压在 0.1 s 时发生暂降;起始相位为 90° ,即输入电压在 0.105 s 时发生暂降。

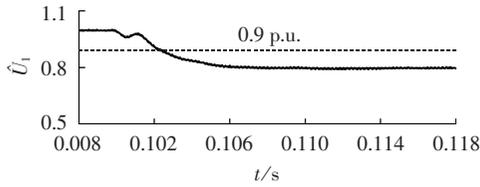
暂降后的电压表达式为:

$$U_s(t) = (1 - \eta) [100 \sin(\omega t + \phi) + 5 \sin(3\omega t + 3\phi) + 5 \sin(5\omega t + 5\phi) + 5 \sin(7\omega t + 7\phi) + 2 \sin(9\omega t + 9\phi) + 2 \sin(11\omega t + 11\phi) + 2 \sin(13\omega t + 13\phi)] \quad (16)$$

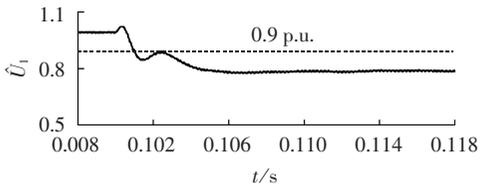
其中, η 为暂降深度, ϕ 为相位跳变角度。

图 3 给出了包含谐波模型的 WLSE 算法计算出的基波幅值在不同实验条件下的暂态过程, 图中 \hat{U}_1 为标幺值。在此, 将检测时间定义为暂降后基波幅值低于 90% 额定值时所需时间, 将稳定时间定义为暂降后基波幅值的误差稳定在 $\pm 3\%$ 以内所需时间。

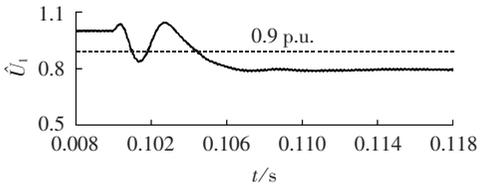
根据图 3 所得到的不同类型的暂降的检测时间



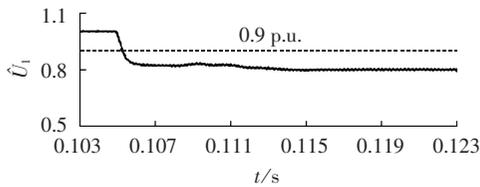
(a) 暂降深度 20%, 起始相位 0° , 相位跳变 0°



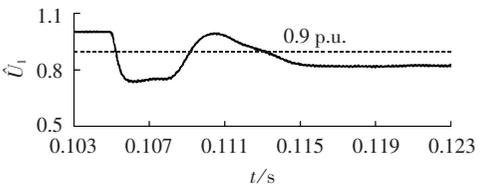
(b) 暂降深度 20%, 起始相位 0° , 相位跳变 $+30^\circ$



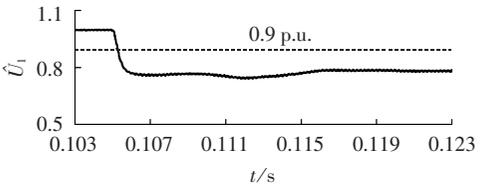
(c) 暂降深度 20%, 起始相位 0° , 相位跳变 -30°



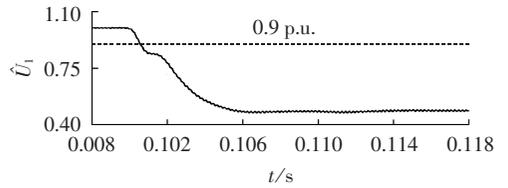
(d) 暂降深度 20%, 起始相位 90° , 相位跳变 0°



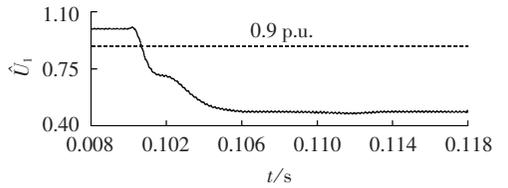
(e) 暂降深度 20%, 起始相位 90° , 相位跳变 $+30^\circ$



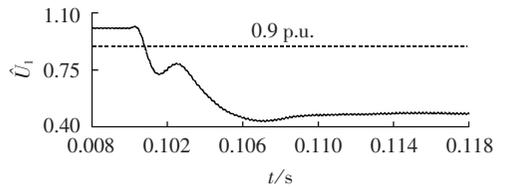
(f) 暂降深度 20%, 起始相位 90° , 相位跳变 -30°



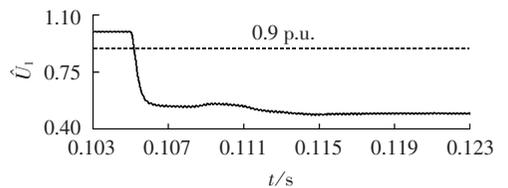
(g) 暂降深度 50%, 起始相位 0° , 相位跳变 0°



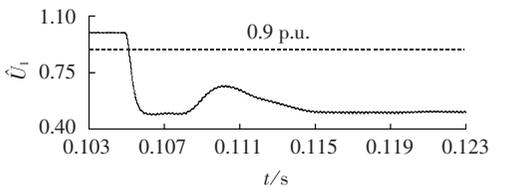
(h) 暂降深度 50%, 起始相位 0° , 相位跳变 $+30^\circ$



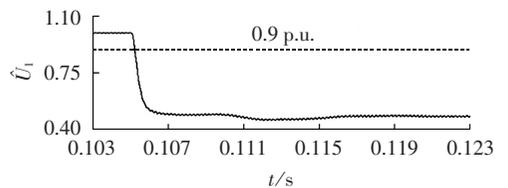
(i) 暂降深度 50%, 起始相位 0° , 相位跳变 -30°



(j) 暂降深度 50%, 起始相位 90° , 相位跳变 0°



(k) 暂降深度 50%, 起始相位 90° , 相位跳变 $+30^\circ$



(l) 暂降深度 50%, 起始相位 90° , 相位跳变 -30°

图 3 基波幅值在不同类型的电压暂降时的暂态过程
Fig.3 Transient process of fundamental amplitude for different types of voltage sag

和稳定时间如表 2 所示。

从表 2 中可以发现, 其他条件相同的情况下, 起始相位为 0° 的暂降的检测时间均长于起始相位为 90° 的暂降的检测时间, 但是稳定时间要短。原因在于 0° 暂降是在过零点处发生, 需要等待误差逐渐变大才能重置协方差, 而 90° 暂降是在峰值处发生, 在暂降瞬间就立即重置协方差, 因此 90° 暂降时基波幅值的响应时间相对较快, 但是由于其误差突变相对较大, 因而暂态过程的振荡时间相对较长。

表 2 不同的实验条件对方法的影响
Tab.2 Impacts of different experimental conditions on method

起始 相位/(°)	暂降 深度	相位 跳变/(°)	检测 时间/ms	稳定 时间/ms
0	20%	0	2.11	5.72
		+30	1.01	4.98
		-30	1.02	6.13
	50%	0	0.56	6.21
		+30	0.62	5.32
		-30	0.65	9.52
90	20%	0	0.36	7.15
		+30	0.28	9.56
		-30	0.31	9.65
	50%	0	0.26	7.33
		+30	0.18	9.58
		-30	0.22	9.89

其他条件相同的情况下,暂降深度的加大会减小检测时间,但是由于误差的变大,其稳定时间会增大。虽然如此,由于误差变化的暂态过程基本一致,因此暂降深度对于稳定时间的影响比起始相位小得多。

其他条件相同的情况下,电压暂降伴随相位跳变对检测时间的影响并不是很大,但是在起始相位为 90° 时对稳定时间的影响比较大,稳定时间比没有相位跳变的多 2.5 ms 左右。原因在于相位跳变使得误差更大,因此算法收敛需要更长的时间。

如图 3(b)、(c)、(e)所示,相位跳变会导致基波幅值的暂态过程出现较大振荡,在暂降深度较浅时,振荡容易使得算法误判断出暂降恢复。但是暂降一般都会持续半个基波周期以上,这里需要在暂降恢复判断程序中加入半个基波周期的延时判断即可。而且一般实际电网发生故障时,幅值暂降深度越大,相位跳变角度会越大。在幅值暂降深度较小时,相位跳变角度并不会很大,此时幅值的振荡幅度也会相对较小,因此该算法出现误判断的几率并不会很大。

4 结论

本文提出的包含谐波模型的 WLSE 算法由于加入了谐波模型,缩小了误差范围,即使在电网电压谐波较大时也可以将阈值 ε 设置得较小,因而在电压暂降深度较小时也可以及时重置协方差来保证算法的快速收敛。除了谐波,暂降起始相位、暂降深度及暂降时伴随的相位跳变都会影响检测性能。因此本文针对这些不同的实验条件,分别进行了实验分析。实验结果表明基波幅值降到额定值的 90% 所需时间为 0.2~2 ms,而基波幅值稳定所需时间则为 5~10 ms,验证了本文提出的算法具有良好的检测性能。

参考文献:

[1] 肖湘宁. 电能质量分析与控制[M]. 北京:中国电力出版社,2004:14.

- [2] 陶顺,肖湘宁,刘晓娟. 电压暂降对配电系统可靠性影响及其评估指标的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(21):63-69.
TAO Shun,XIAO Xiangning,LIU Xiaojuan. Study on distribution reliability considering voltage sags and acceptable indices [J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(21):63-69.
- [3] 陈勇,陈近操. 实现动态电压恢复器可靠与经济运行的方法[J]. 电力自动化设备,2006,26(2):89-91.
CHEN Yong,CHEN Jincuo. Method for reliable and economical operation of DVR [J]. Electric Power Automation Equipment, 2006,26(2):89-91.
- [4] 王凯斐,卓放,王兆安. 动态电压恢复器电路拓扑分析及参数整定[J]. 电力自动化设备,2004,24(4):19-23.
WANG Kaifei,ZHUO Fang,WANG Zhaoan. Study on circuit topology and parameters of three-phase dynamic voltage restorer [J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(4):19-23.
- [5] 韩民晓,尤勇,刘昊. 线电压补偿型动态电压调节器(DVR)的原理与实现[J]. 中国电机工程学报,2003,23(12):49-53.
HAN Minxiao,YOU Yong,LIU Hao. Principle and realization of a Dynamic Voltage Regulator(DVR) based on line voltage compensating[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(12):49-53.
- [6] 周晖,齐智平. 动态电压恢复器检测方法和补偿策略综述[J]. 电网技术,2006,30(6):23-29.
ZHOU Hui,QI Zhiping. A survey on detection algorithm and restoring strategy of dynamic voltage restorer [J]. Power System Technology,2006,30(6):23-29.
- [7] JUAREZ E E,HERNANDEZ A. An analytical approach for stochastic assessment of balanced and unbalanced voltage sags in large systems[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2006,21(3):1493-1500.
- [8] BOLLEN M. Algorithms for characterizing measured three-phase unbalanced voltage dips[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2003,18(3):937-944.
- [9] AMARIS H,ALVAREZ C,ALONSO M,et al. Computation of voltage sag initiation with Fourier based algorithm,Kalman filter and wavelets[C]//Proceedings of IEEE Conference on PowerTech. Bucharest,Romania:[s.n.],2009:1-6.
- [10] 肖湘宁,徐永海,刘连光. 考虑相位跳变的电压凹陷动态补偿控制器研究[J]. 中国电机工程学报,2002,22(1):64-69.
XIAO Xiangning,XU Yonghai,LIU Lianguang. A survey on detection algorithm and restoring strategy of dynamic voltage restorer [J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(1):64-69.
- [11] BAE B,LEE J,JEONG J,et al. Line-interactive single-phase dynamic voltage restorer with novel sag detection algorithm [J]. IEEE Trans on Power Delivery,2010,25(4):2702-2709.
- [12] SONG H S,NAM K,MUTSCHLER P. Very fast phase angle estimation algorithm for a single-phase system having sudden phase angle jumps[C]//Proceedings of IAS Annual Meeting. Pittsburgh,USA:[s.n.],2002:925-931.
- [13] SODERSTROM T,STOICA P. System identification[M]. London,UK:Prentice Hall,1989:60-71.

作者简介:

雷 何(1985-),男,湖北荆州人,博士研究生,研究方向为电能质量分析与控制(E-mail:regallyhust@hotmail.com);

高 山(1986-),男,湖南衡阳人,博士研究生,研究方向为电能质量分析与控制。

反激 PFC 变换器输出电压纹波分析

阎铁生,许建平,张 斐,周国华

(西南交通大学 电气工程学院 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室,四川 成都 610031)

摘要: 详细分析了断续导电模式(DCM)反激功率因数校正(PFC)变换器和临界连续导电模式(CRM)反激 PFC 变换器实现功率因数校正的工作原理。通过推导 DCM 和 CRM 反激 PFC 变换器的输入电流的表达式,证明 2 种变换器都可以实现 PFC 功能。进一步推导 DCM 和 CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值的表达式,揭示了工作模式对 PFC 变换器的输出电压纹波的影响,发现 CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值比 DCM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值小。最后通过仿真和实验验证了理论推导的正确性。

关键词: 输出电压;纹波;断续模式;临界连续模式;功率因数校正;变换器;反激

中图分类号: TN 86;TM 463

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.09.008

0 引言

为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,满足国家以及国际组织制定的谐波标准,需要采用功率因数校正 PFC(Power Factor Correction)变换器。PFC 变换器可以分为有源和无源 2 种方式。相比于无源方式,有源方式具有输入功率因数高、体积小、成本低等优点。因此,有源 PFC 获得了越来越广泛的应用^[1-8]。

由于 PFC 变换器的输入功率是脉动的,为了保持恒定的输出电压并满足系统维持时间的要求,在其输出端一般需要并联大容量的储能电解电容,但是电解电容的纹波电流会降低 PFC 变换器的可靠性^[9]。此外,单级 PFC 变换器的输出电压将直接给负载供电,其纹波会影响负载端的最大电压和最小

电压。因此,研究 PFC 变换器输出电压的纹波是非常必要的。但是在分析输出电压纹波时,通常仅考虑了输出电流、输出电容和电网频率等因素,忽略了变换器工作模式对输出电压纹波的影响。

PFC 变换器的输出电压纹波包含两部分:一部分是由于脉动的瞬态输入功率与恒定的输出功率之间的不平衡而导致的 2 倍工频纹波,另一部分是由于输出电容的等效串联电阻 ESR(Equivalent Series Resistance)导致的开关频率纹波。对于 PFC 变换器而言,开关频率纹波比 2 倍工频纹波小很多,在计算输出电压纹波过程中可忽略不计^[10-11]。

对于需要隔离的应用场合,由于反激 PFC 变换器具有成本低、结构简单等优点而成为最常用的 PFC 变换器拓扑之一^[12-16]。根据反激 PFC 变换器开关管关断期间副边二极管电流是否持续导通,可将其工作模式分为连续导电模式 CCM(Continuous Conduction Mode)、断续导电模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode)和临界连续导电模式 CRM(Critical conduction Mode)。DCM 和 CRM 的反激 PFC 变换

收稿日期:2012-10-09;修回日期:2013-07-05

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177140);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682013ZT20)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682013ZT20)

Voltage sag detection based on weighted least-squares estimation algorithm with harmonic models

LEI He¹,GAO Shan¹,LIN Xinchun¹,KANG Yong¹,DUAN Yuping²,QIU Jun²

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology,Huazhong University of Science and Technology,Wuhan 430074,China;

2. Wuhan Iron and Steel (Group) Corporation,Wuhan 430083,China)

Abstract: The dynamic voltage restorer should detect the grid voltage sag rapidly,for which,a detection method based on the weighted least-squares estimation algorithm with harmonic models is proposed. It detects the voltage sag accurately and rapidly by covariance resetting,even when the grid voltage contains considerable harmonic components. Since the harmonic models are built and the steady-state error contains only a few harmonic components,smaller covariance resetting threshold may be selected,which helps to rapidly detect low-depth voltage sags. Its better detection performance is verified under different experimental conditions.

Key words: dynamic voltage restorer; voltage sag detection; harmonic model; weighted least-squares estimation; covariance resetting