

基于改进同步坐标变换的电压凹陷检测方法

曾 野, 郑常宝, 朱明星

(安徽大学 教育部电能质量工程研究中心, 安徽 合肥 230039)

摘 要:提出一种新的基于改进同步坐标变换的电压凹陷检测方法。该方法针对单相凹陷, 只需单相电压数据, 对凹陷电压及其导数进行同步坐标变换, 然后再对变换的结果进行低通滤波, 得到含基波幅值和相位的直流分量。该方法不需对电网电压锁相, 只需两个采样点数据就可准确求出基波的幅值和相位, 所检测的凹陷起始时间没有延时, 截止时间误差小。该方法原理简单, 计算量小, 具有工程实用意义。

关键词:电压凹陷; 同步坐标变换; 低通滤波器

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2007)08-0194-04

A Voltage Sag Detection Method Based on Improved Synchronous Reference Frame Transform

ZENG Ye, ZHENG Chang-bao, ZHU Ming-xing

(Power Quality Engineering Research Centre of Anhui University, Hefei 230039, China)

Abstract: Proposes a new voltage sag detection method based on an improved synchronous reference frame transform. This method only needs single phase voltage data to monitor simple phase voltage sag. In this method voltage signal and its derivative should be through synchronous reference frame transform and a low-pass-filter to get direct component, which includes fundamental root-mean-square (RMS) and phase. The method can use two sampling points to abstract the fundamental RMS and phase without the necessity for locking voltage phase. Furthermore, this method can monitor the start of a sag without time delay and the end of a sag with little error. This method has the advantages of simpleness and poor computational complexity, can be used to DVR (Dynamic Voltage Restorer).

Key words: voltage sag; synchronous reference frame transform; low-pass-filter

0 引言

电压凹陷是当前最严重的电能质量问题之一, 它的危害远远超过谐波、电压变动与闪变、三相不平衡等稳态电能质量问题^[1]。目前, 动态电压恢复器(DVR)是补偿敏感负荷电压凹陷的最有效手段, 而实时补偿的前提是要获得电压凹陷的特征量, 因此, 保证电压凹陷检测结果的实时、快速、准确非常重要。

电压凹陷的特征量有基波凹陷幅值、起止时刻与相位跳变。国内外学者提出来的检测特征量的方法有很多, 其中, 延迟较小的方法主要有 dq 变换法和矩阵法。dq 变换法^[1]对三相对称系统能取得理想的结果, 而实际系统中的电压凹陷多为单相事件, 因此不能直

接使用 dq 变换对单相电压凹陷进行检测。文献[2]采用单相延迟 60°构造虚拟的三相系统, 再进行 dq 变换, 因此, 电压凹陷的检测有着 60°的延迟; 文献[3]提出了对单相数据求导数的方法, 结合对称三相电压 a, b, c 三相分别相差 120°的特点, 利用三角公式构造虚拟的其余两项再进行 dq 变换。此方法只需使用当前的两个采样点数据, 具有实时性。但求导对谐波和高频振荡有着 $f/50$ 倍的放大。已知主导谐波次数, 矩阵法^[4]利用当前和历史的数个采样值, 求解关于基波、谐波幅值和相位的方程组, 可直接求得每一个采样点所含有的基波信息。若电压含的主导谐波少, 该方法具有延迟小、算法简单的优点。但是由于实际当中电压的主导谐波是未知的, 电压凹陷发生的初期和结束期经常含有高频振荡, 又由于实际电压的非周期性, 使得检测结果有较大误差。

文中提出一种新的基于改进同步坐标变换的电压凹陷检测方法。该方法针对单相凹陷, 只需单相电压数据, 对凹陷电压及其导数进行同步坐标变换, 然后再

收稿日期: 2006-10-24

基金项目: 安徽省科技厅科技攻关项目(06012068B); 安徽大学 211 工程学术创新团队资助项目

作者简介: 曾 野(1980-), 男, 安徽金寨人, 硕士研究生, 研究方向为电能质量检测与控制; 郑常宝, 副教授, 研究方向为电力电子技术。

对变换的结果进行低通滤波后,可得到含基波幅值和相位的直流分量。该方法不需对电网电压锁相,只需两个采样点数据就可准确求出基波的幅值和相位,所检测的凹陷起始时间没有延时,截止时间误差小。文中对该方法的误差进行了理论分析,并对该方法进行了仿真。该方法原理简单,计算量小,具有工程实用价值。

1 基于改进同步坐标变换的检测方法

1.1 检测方法原理

电压信号 u 含有角频率为 ω_1 的基波和角频率为 ω_h ($h = 2, 3, \dots, m, m$ 为最高次谐波的次数) 的谐波,基波的峰值和初相分别为 U_1 和 φ_1 ,谐波的峰值和初相分别为 U_h 和 φ_h ,因此有:

$$u = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{h=2}^m U_h \cos(\omega_h t + \varphi_h) \quad (1)$$

展开得:

$$u = U_1 \cos \omega_1 t \cos \varphi_1 - U_1 \sin \omega_1 t \sin \varphi_1 + \sum_{h=2}^m U_h \cos(\omega_h t + \varphi_h) \quad (2)$$

对于连续可导信号 u ,上式两边对 t 求导,同除以 ω_1 得:

$$-\frac{u'}{\omega_1} = U_1 \sin \omega_1 t \cos \varphi_1 + U_1 \cos \omega_1 t \sin \varphi_1 + \sum_{h=2}^m \frac{\omega_h}{\omega_1} U_h \sin(\omega_h t + \varphi_h) \quad (3)$$

(2) $\times \cos \omega_1 t$ + (3) $\times \sin \omega_1 t$,求得:

$$u \cos \omega_1 t - \frac{u'}{\omega_1} \sin \omega_1 t = U_1 \cos \varphi_1 + \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 - \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \cos[(\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h] + \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 + \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \cos[(\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h] \quad (4)$$

又有(3) $\times \cos \omega_1 t$ - (2) $\times \sin \omega_1 t$,求得:

$$-u \sin \omega_1 t - \frac{u'}{\omega_1} \cos \omega_1 t = U_1 \sin \varphi_1 + \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 + \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \sin[(\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h] - \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 - \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \sin[(\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h] \quad (5)$$

令:

$$p1 = \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 - \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \cos[(\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h] + \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 + \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \cos[(\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h] \quad (6)$$

$$p2 = \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 + \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \sin[(\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h] - \sum_{h=2}^m \frac{U_h}{2} \left(1 - \frac{\omega_h}{\omega_1}\right) \sin[(\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h] \quad (7)$$

则将式(4)和(5)写成标准的矩阵形式,有:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \cos \varphi_1 \\ U_1 \sin \varphi_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t & \sin \omega_1 t \\ -\sin \omega_1 t & \cos \omega_1 t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ -\frac{u'}{\omega_1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} p1 \\ p2 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} u \\ -\frac{u'}{\omega_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p1 \\ p2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式(4)和(5)可知计算结果 $u \cos \omega_1 t - u' \sin \omega_1 t / \omega_1$ 和 $-u \sin \omega_1 t - u' \cos \omega_1 t / \omega_1$ 中除了分别含有直流分量 $U_1 \cos \varphi_1$ 和 $U_1 \sin \varphi_1$ 外,还含有角频率为 $\omega_h \pm \omega_1$ ($h = 2, 3, \dots, m$) 的交流分量 $p1$ 和 $p2$,因此,需要经过低通滤波提取出只含基波信息的直流分量 $U_1 \cos \varphi_1$ 和 $U_1 \sin \varphi_1$ 。

式(8)中的变换实质是同步坐标变换^[5],不是只对电压 u 进行变换,是对电压 u 和 $-u' / \omega_1$ 进行变换,不是对三相电压变换,而是对单相进行变换,因此,将式(8)的矩阵变换称作改进的同步坐标变换。另外,电压基波初相 φ_1 以同步坐标变换中的时间 t 作基准,而不以实际的电压为基准。又由式(8)得到:

$$U_1 = \sqrt{p^2 + q^2} \quad (9)$$

$$\varphi_1 = \arctan(q/p) \quad (10)$$

因此,每一个采样点的相位 φ 为:

$$\varphi = \omega_1 t + \varphi_1 \quad (11)$$

由上面的推导过程可知,检测过程分为三步:

(1) 求电压信号的导数,电压信号的导数以其离散数字量的差分代替。

(2) 对信号 u 及 $-u' / \omega_1$ 进行同步坐标变换,如式(8)。

(3) 对(2)的结果进行低通滤波,按照式(9)、(10)和(11)计算出基波峰值、初相和采样点相位。

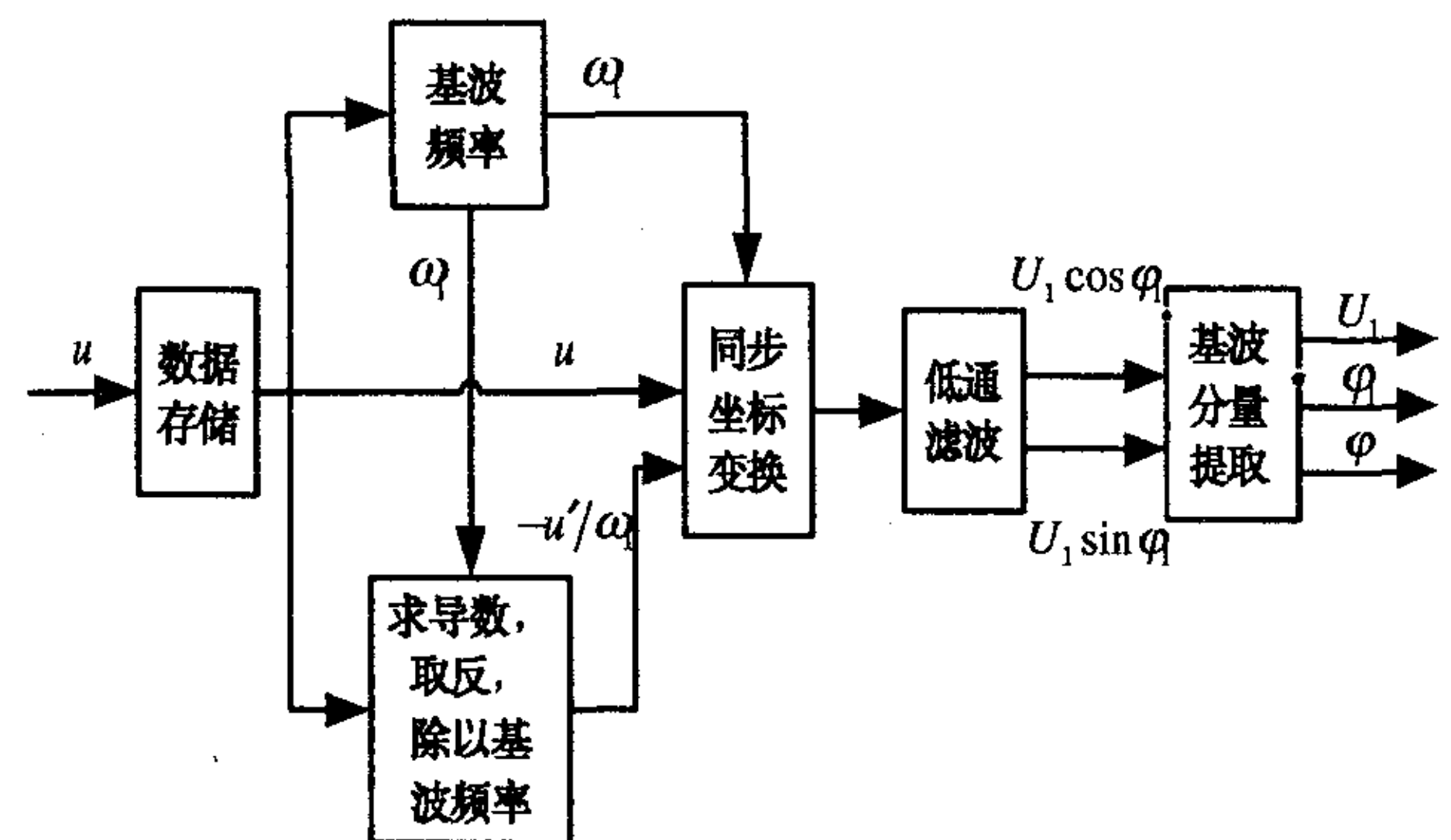


图1 电压凹陷检测原理框图

检测原理框图如图1所示。由于实际当中的电网频率会有漂移,图中基波频率需要实时检测。由于求导以差分代替,而且只有基波峰值 U_1 和初相 φ_1 两个未知数,因此,只需要两个采样点就可以得到检测结果。如上所述,检测过程中 φ_1 的确定与同步坐标变换的余

弦函数相关,因此不需要对电压进行锁相,从而避免了锁相误差对检测结果的影响。

1.2 误差分析

检测误差主要来自于两个方面:一是以离散数字量的差分代替信号的导数而产生的误差,称为求导误差;二是低通滤波器对信号的处理产生的误差,称为滤波误差。

信号 u 的差分表示为:

$$\tilde{u}' = \frac{u(t + \Delta t/2) - u(t - \Delta t/2)}{\Delta t} \quad (12)$$

设采样周期为 T , 令式(12)的 $\Delta t = T$, 得到:

$$\tilde{u}' = -U_1 \omega_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \frac{2}{\omega_1 T} \sin\left(\frac{\omega_1 T}{2}\right) - \sum_h U_h \omega_h \sin(\omega_h t + \varphi_h) \frac{2}{\omega_h T} \sin\left(\frac{\omega_h T}{2}\right) \quad (13)$$

对照式(3), 则有绝对误差:

$$\Delta u' = |u' - \tilde{u}'| = |-U_1 \omega_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot [1 - \frac{2}{\omega_1 T} \sin(\frac{\omega_1 T}{2})] - \sum_h U_h \omega_h \sin(\omega_h t + \varphi_h) [1 - \frac{2}{\omega_h T} \sin(\frac{\omega_h T}{2})]| \quad (14)$$

由式(13)可知,求导误差为基波和信号所含各次谐波的误差之和。各次谐波(包括基波)的相对误差为:

$$\delta_h = |1 - \frac{2}{\omega_h T} \sin(\frac{\omega_h T}{2})| \times 100\% \quad (15)$$

由式(14)可知,各次谐波(包括基波)的相对误差与时间 t 无关,只与谐波次数和采样周期有关,谐波次数越高,采样周期越大,误差越大,反之误差越小。因此,控制谐波次数在一定范围之内,提高采样率,可有效控制误差。而从式(13)还可知,绝对误差与各次谐波的含有率有关,含有率越大,误差越大。GB/T14595-93 规定低压配电系统的电压总谐波畸变率允许值为5%,中高压低于5%;而且,实际的电网电压多为低次、奇次谐波,例如5,7,11次,因此,检测过程谐波影响较小。

滤波误差与低通滤波器的选择有关^[6]。滤波器的选择应兼顾对直流分量 $U_1 \cos \varphi_1$ 和 $U_1 \sin \varphi_1$ 的衰减与对谐波的抑制程度这两个方面。为了减少运算量,滤波器的阶数不能太高,一般选用巴特沃斯2阶低通滤波器。滤波器截止频率的选取与电压主导谐波次数的大小和含有率有关,如果低次谐波含有率较高,则截止频率适当降低,原则是不影响直流分量;而截止频率过低,则波形失真严重,实际中应当权衡选择。另外,由于低通滤波在信号求差分过程的后面,因此,对于各次谐波所造成的求导误差也可以通过低通滤波器进一步消除。

2 仿真分析

对单相电压凹陷进行仿真。仿真分为电压总谐波畸变率在国标限值以内与以外两种情况,电压分别用 u_1 和 u_2 表示。基波有效值为220V,基波频率为50Hz,初相为 $\varphi_1 = -60^\circ$ 。信号中叠加了5,7,11和41次谐波。 u_1 各次谐波的幅值、相位分别为: $U_5 = 6.5V$, $\varphi_5 = 30^\circ$, $U_7 = 2.5V$, $\varphi_7 = 0^\circ$, $U_{11} = 5.5V$, $\varphi_{11} = -60^\circ$, $U_{41} = 2.5V$, $\varphi_{41} = 0^\circ$,总谐波畸变率为4.2%,选用巴特沃斯2阶,截止频率 $f_c = 100\text{Hz}$ 的低通滤波器。 u_2 各次谐波的幅值、相位分别为: $U_5 = 22.5V$, $\varphi_5 = 30^\circ$, $U_7 = 2.5V$, $\varphi_7 = 0^\circ$, $U_{11} = 5.5V$, $\varphi_{11} = -60^\circ$, $U_{41} = 2.5V$, $\varphi_{41} = 0^\circ$,总谐波畸变率为11%,选用巴特沃斯2阶,截止频率 $f_c = 33\text{Hz}$ 的低通滤波器。信号采样频率为6400Hz,即每20ms采样128点。电压在60~120ms之间发生了凹陷,持续3个周波,凹陷幅度为0.5p.u.,幅值为110V,相位跳变为 -31° 。

发生电压凹陷事件的原始电压波形分别如图2(a)和图3(a)所示。电压总谐波畸变率为4.2%的检测结果如图2(b)、(c)和(d)所示,电压总谐波畸变率为11%的检测结果如图3(b)、(c)和(d)所示。

表1给出了对应图2和图3的检测结果,表中的起始时间与截止时间都是以电压幅值的90%为阈值计算的,凹陷稳态幅值和初相定义为在凹陷幅值和初相的 $\pm 10\%$ 之内波动区域的值。过渡时间是从电压凹陷的起始时间到凹陷稳态幅值区域的时间。

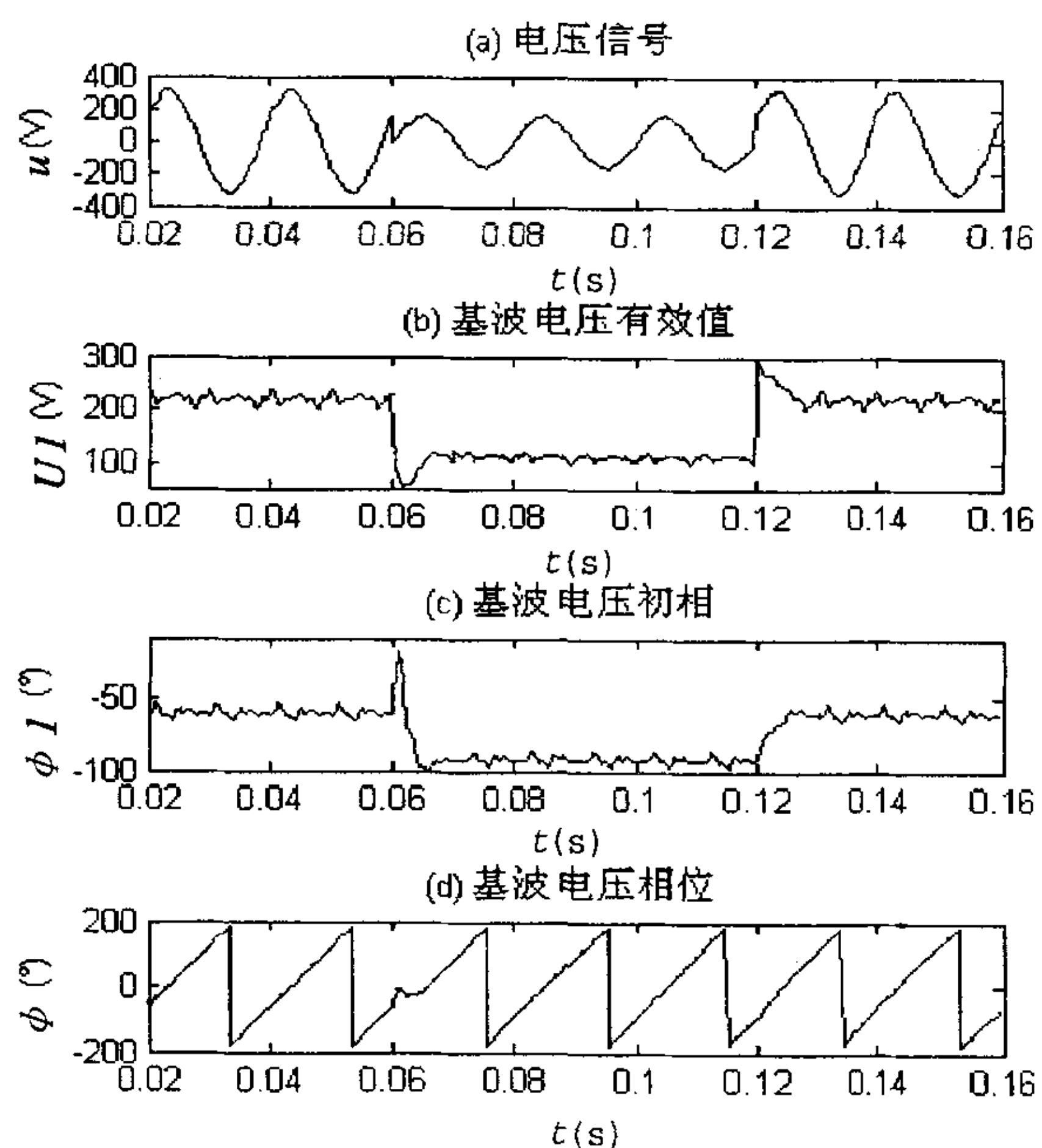


图2 电压总谐波畸变率为4.2%的凹陷检测结果

从表1两种情况的检测结果可以看出,不管总谐波畸变率有多大,凹陷的起始时间的检测非常准确,都为60ms,没有延时。 u_1 凹陷截止时间的检测只有两个

采样点的延迟,而 u_2 的检测延迟了 3.3ms,其过渡时间也达到了 8.44ms,这是以滤波器截止频率($f_c = 33\text{Hz}$)的降低为代价的;同时,也由于滤波器截止频率的降低,使得 u_2 的凹陷稳态幅值和初相的波动比 u_1 的结果要小。因此,如果要提高检测的精确度,可以适当降低截止频率。

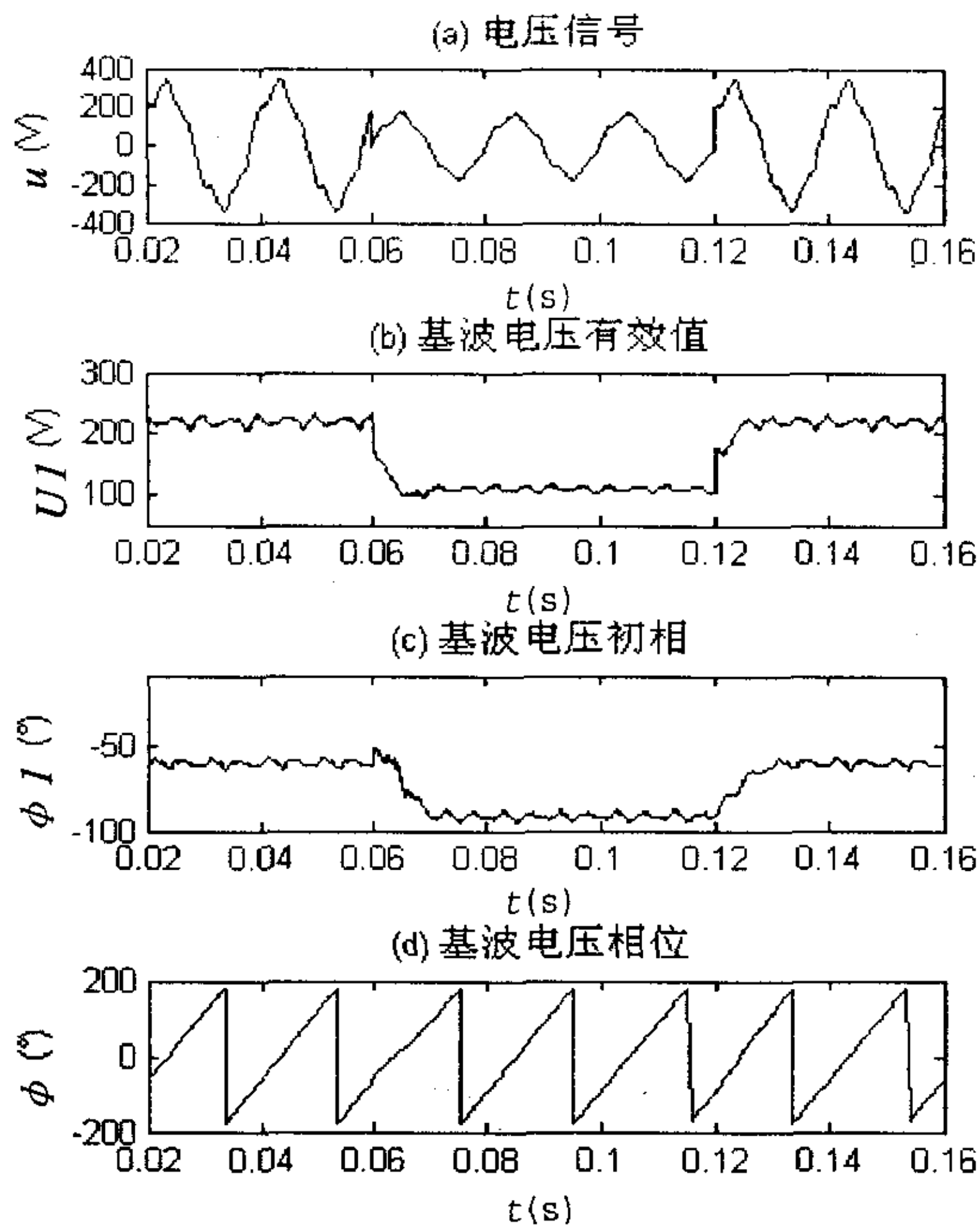


图 3 电压总谐波畸变率为 11% 的凹陷检测结果
表 1 凹陷检测结果

电压	凹陷特征量	理论值	检测值
u_1	起始时间(ms)	60	60
	截止时间(ms)	120	120.2
	过渡时间(ms)	0	4.84
	稳态幅值(V)	110	99.66~119.1
	稳态初相(°)	-91	-96.72~-85.9
u_2	起始时间(ms)	60	60
	截止时间(ms)	120	123.3
	过渡时间(ms)	0	8.44
	稳态幅值(V)	110	102.7~116.5
	稳态初相(°)	-91	-95.49~-88.39

从图 2(b)、(c) 可看出, u_1 的幅值检测波形的起始时刻出现了短时扰动,这是由于凹陷起始和截止时有电压瞬时值的突变发生,信号处于非连续状态,因此,求导处理出现了较大的扰动。而从图 3(b)、(c) 可看出, u_2 由于滤波器的截止频率($f_c = 33\text{Hz}$) 较低没有出现这种短时扰动。另外,图 2(b) 在截止时刻出现了约为 5ms 的短时扰动,这有可能被误认为是电压升事

件的发生,造成补偿装置如 DVR 的误动。实际当中,凹陷结束后的一个周波之内几乎不会出现电压升事件,因此,可在凹陷检测的数据处理中克服这个问题,也可在满足补偿要求的情况下,降低低通滤波器的截止频率。

图 2,3 中给出了非凹陷区域的检测结果,图 2(b) 和图 3(b) 的非凹陷区域有效值范围分别为 199.3~238.3V、205.4~230.5V,没有超过基波幅值的 $\pm 10\%$,达到这一要求。目的是要使得信号的检测结果在 $\pm 10\%$ 之内波动,一方面防止补偿装置误动作,另一方面使得补偿结果在基波幅值的 $\pm 10\%$ 之内。

另外,可以看出凹陷的稳态幅值在 110V 上下波动,初相也在 -91° 上下波动,这和低通滤波器的截止频率相关,也和差分代替求导所造成的误差有关。在实时的数据处理中,由于求差分的过程带来了误差,这种波动是不可避免的。

3 结 论

文中提出了电压凹陷检测新方法,对该方法进行了理论分析,仿真结果验证了文中所提方法理论上的正确性。检测结果具有实时性,检测凹陷发生的起始时间没有延时,凹陷截止时间的误差小。检测方法不需要构造三相数据,不需要对电压进行锁相。检测精度与滤波器有关,一种能够实时有效滤除变换结果中的谐波的低通滤波器,将是进一步的研究方向。该方法原理简单,物理意义明确,计算量小,具有工程实用意义。

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.

[2] 徐永海, 肖湘宁, 杨以涵, 等. 基于 dq 变换和 ANN 的电能质量扰动辨识[J]. 电力系统自动化, 2001, 25(14): 24~28.

[3] 赵国亮, 刘宝志, 肖湘宁, 等. 一种无时延的改进 d-q 变换在动态电压扰动识别中的应用[J]. 电网技术, 2004, 28(7): 53~57.

[4] Fitzer C, Barnes M, Green P. Voltage Sag Detection Technique for a Dynamic Vol Restorer[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2004, 40(1): 203~212.

[5] 孙 驰, 魏光辉, 毕增军. 基于同步坐标变换的三相不对称系统的无功与谐波电流的检测[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 43~48.

[6] 王世一. 数字信号处理[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2002.