

# 三相电网正负序观测器技术

李宗鉴<sup>1</sup>,戴瑜兴<sup>1</sup>,刘红<sup>2</sup>,曾国强<sup>1</sup>

(1. 温州大学电气与电子工程系,浙江温州 325035;2. 浙江埃菲生能源科技有限公司,浙江温州 325011)

**摘要:** 快速准确地获取电网基波正、负序分量及各次谐波分量,对并网变流器在电网非理想工况下的控制具有重要意义. 为此,提出一种能够快速精确的提取电网基波正序、负序及各次谐波分量的正负序观测器技术. 采用现代控制理论的状态观测方法,观测器在两相静止坐标系下实现,包含基波和各次谐波子观测器,能区分正、负序信号,可直接提取,无需额外正负序分离,不需要进行实时三角函数运算,易于数字实现. 仿真和实验结果表明,文中提出的方法能够在电网不对称与存在谐波干扰的情况下准确提取出基波及各次谐波正负序分量,并且具有良好的动态性能.

**关键词:** 并网变流器; 正负序观测器; 谐波提取; 两相静止坐标系

**中图分类号:** TM 71      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2016)01-0216-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.032

## Positive and Negative Sequence Observer for Three Phase Grid

LI Zong-jian<sup>1</sup>, DAI Yu-xing<sup>1</sup>, LIU Hong<sup>2</sup>, ZENG Guo-qiang<sup>1</sup>

(1. Department of Electrical and Electronic Engineering, Wenzhou University, Wenzhou, Zhejiang 325035, China;

2. Zhejiang Eifesun Energy Technology Co Ltd, Wenzhou, Zhejiang 325011, China)

**Abstract:** It is of great significance for the grid-connected converter control to extract the grid fundamental positive, negative sequence component and each harmonic component quickly and accurately under non-ideal conditions. In this regard, a positive and negative sequence observer technology is proposed. Based on the modern control theory methods of status observation, the observer is implemented in two-phase stationary reference frame and includes the fundamental and harmonic sub-observer. It can distinguish positive and negative sequence signal with the same angular frequency. It does not require real-time trigonometric functions and is easy to realize. The effectiveness of the proposed observer is demonstrated by the comparative experimental results which show the accurate extraction for the fundamental positive, negative components and harmonic components and good dynamic performance under the unbalance and harmonic interference grid.

**Key words:** grid-connected converter; the positive and negative observer; harmonic extraction; two-phase stationary reference frame

## 1 引言

在电力系统电能质量检测、电机矢量控制以及新能源分布式并网发电等工程中,常需要提取三相交流电压或电流的基波及各次谐波正负序分量. 特别是随着光伏与风能并网发电技术的快速发展,越来越多的分布式发电机组接入电网,新的并网接入规则要求大中型光伏或风能并网逆变器具备低压穿越能力<sup>[1]</sup>,而电网正负序分量的快速分离提取为其首先要解决的问题. 因此,快速而精确的正负序提取方法对解决以上工程问题具有重要意义.

文献[2~9]采用锁相环方法来实现电网正、负序分

离与谐波分量提取. 同步坐标系锁相环<sup>[1-3]</sup> (Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop, SRF-PLL) 在电网平衡理想的情况下具有良好的响应速度,能快速准确的检测出电网的正序分量,但当电网不平衡时,在同步坐标系下检测出的正序分量存在大量的二次谐波分量. 基于双同步坐标系的解耦锁相环<sup>[5-7]</sup> (Decoupled Double SRF-PLL, DDSRF-PLL) 是对 SRF-PLL 的改进,其采用正、负序两个同步旋转坐标系和解耦网络实现正负序分离,但因其包含一阶低通滤波环节,降低了系统的动态响应. 基于双二阶广义积分器的锁相环<sup>[7,8]</sup> (Second-Order Generalized Integrator PLL, SOGI-PLL) 技术,通过构造基于二阶广义积分器的自适应滤波器来实现电网

电压正、负序分量的检测. 文献[10]提出的降阶谐振调节器(Reduced Order Resonant, ROR)以及文献[11]提出的自适应陷波器(Adaptive Notch Filter, ANF)对 SOGI 进行了改进. 上述三种方法都是在连续域设计、离散域实现,其离散化过程复杂,且最后的控制效果与其采用的离散化算法密切相关,容易出现离散化后零极点偏移问题<sup>[12-15]</sup>,导致离散化后算法与在连续域设计的算法出现偏差,从而降低了正、负分量提取精度与响应速度.

文献[16,17]为基于复最小二乘的电压正负序分量检测算法,该方法采用改进的复卡尔曼滤波与最小二乘相结合对电网电压正负序分量实现分离. 该算法结构复杂,需要实时计算滤波参数,运算量大,并且由于采用了卡尔曼滤波器,当电网频率在稳态时产生突变,系统跟踪缓慢甚至失效,需采用协方差复位或其他修正方法,但容易使系统不稳定甚至振荡发散.

文献[18,19]为基于延时信号消除(Delay Signal Cancellation, DSC)的正、负序提取方法,算法根据正弦量的半波对称性,将旋转坐标系下的正序和负序直流分量进行实时提取,该方法由于算法具有延时环节,延时精度受系统时间精度影响,并且不能有效滤除非整数次谐波干扰.

本文针对以上方法存在的缺陷与不足,提出一种静止坐标系下的正负序观测器技术,其在离散域设计,不存在因离散化时零极点偏移而导致频率偏移的问题,可对正、负序信号直接提取,提取精度高,抗干扰能力强,响应速度快,数字实现方便. 能够快速准确的实现三相电网基波及各次谐波正负序分量提取.

本文首先对正负序观测器的原理及结构进行分析;在此基础上讨论了观测器响应速度及提取精度与调节参数的关系;最后通过仿真与实验研究论证了所提出的正负序观测器的可行性及动态响应.

## 2 正负序观测器设计

### 2.1 三相电压描述

在三相三线制系统中,用对称分量法与傅立叶分解,三相电压可分解为基波与各次谐波正负序分量之和:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sum_{k=-N}^N \begin{bmatrix} H_k \cos(k\omega t + \phi_k) \\ H_k \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_k) \\ H_k \cos(k\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $\omega$ 为基波角频率, $N$ 为最大谐波次数, $k$ 的取值代表谐波次数, $k=0$ 为直流分量, $k=1,2,3,4,\dots,N$ 为正序基波和正序各次谐波, $k=-1,-2,-3,-4,\dots,-N$ 为负序基波和负序各次谐波, $H_k$ 为 $k$ 次谐波分量幅值; $\phi_k$ 为 $k$

次谐波分量相位. 将三相电压变换到两相 $\alpha\beta$ 坐标系,可得

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sum_{k=-N}^N \begin{bmatrix} u_{\alpha k} \\ u_{\beta k} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{式中:} \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha k} \\ u_{\beta k} \end{bmatrix} = H_k \begin{bmatrix} \cos(k\omega t + \phi_k) \\ \sin(k\omega t + \phi_k) \end{bmatrix} \quad (3)$$

### 2.2 正负序观测器设计

以下设计一种正负序状态观测器,在 $\alpha\beta$ 坐标系下对正序分量和负序分量以及谐波分量进行直接提取. 其基本思想为先建立系统离散正负序状态空间模型,然后设计闭环观测器对正负序分量进行观测提取.

由于在两相静止坐标系下三相正弦量等价于以角频率匀速旋转的旋转矢量,当采样周期固定时,两个相邻周期间矢量的旋转角度也固定,基于此建立两相静止坐标系下离散正负序状态空间模型如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_k(n) = \mathbf{A}_k \mathbf{u}_k(n-1) \\ \mathbf{y}_k(n) = \mathbf{u}_k(n) \\ \mathbf{y}(n) = \sum_k \mathbf{y}_k(n) \end{cases} \quad k \in (-N, N) \quad (4)$$

式(4)中:

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} \cos(k\omega T) & -\sin(k\omega T) \\ \sin(k\omega T) & \cos(k\omega T) \end{bmatrix}; \mathbf{u}_k(n) = \begin{bmatrix} u_{\alpha k}(n) \\ u_{\beta k}(n) \end{bmatrix}$$

$T$ 为采样周期,矩阵 $\mathbf{A}_k$ 为逆时针旋转 $k\omega T$ 角度的旋转矩阵,矩阵 $\mathbf{A}_k$ 的特征值及其模为:

$$z_k = \cos(k\omega T) \pm j\sin(k\omega T) \quad (5)$$

$$|z_k| = 1 \quad (6)$$

由式(6)可知式(4)中的每个子状态空间模型都为—等幅振荡模型,振荡角频率为 $k\omega$ , $\mathbf{y}(n)$ 为模型采样输出. 设计闭环正负序观测器来提取系统的基波及谐波的正、负序分量.

构建如下正负序观测器:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{u}}_m(n) = \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{u}}_m(n-1) + (1-\lambda)\mathbf{e}(n) \\ \hat{\mathbf{y}}_m(n) = \hat{\mathbf{u}}_m(n) \\ \hat{\mathbf{y}}(n) = \sum_m \hat{\mathbf{y}}_m(n) \end{cases} \quad \begin{matrix} m \in K \\ \lambda \in (0,1) \end{matrix} \quad (7)$$

$$\text{式中:} \quad \mathbf{e}(n) = \mathbf{y}(n) - \sum_m \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{y}}_m(n-1) \quad (8)$$

式中 $m$ 属于集合 $K = \{-N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N\}$ ,集合 $K$ 为需要提取的谐波次数,集合范围根据实际需要而定,例如只需提取正序基波和负序基波,则 $K = \{-1, 1\}$ ;  $\hat{\mathbf{u}}_m(n)$ 为提取 $m$ 次谐波子观测器当前时刻状态; $\hat{\mathbf{y}}_m(n)$ 为子观测器输出; $\mathbf{e}(n)$ 为观测器预测误差,将 $\mathbf{e}(n)$ 乘以反馈系数 $(1-\lambda)$ 作为观测器的误差修正项,构成闭环正负序观测器,其结构如图1所示.

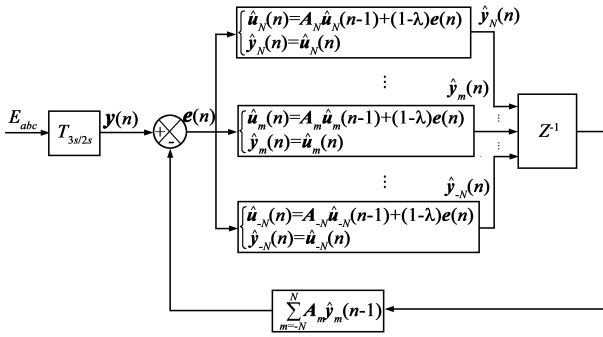


图1 观测器结构实现

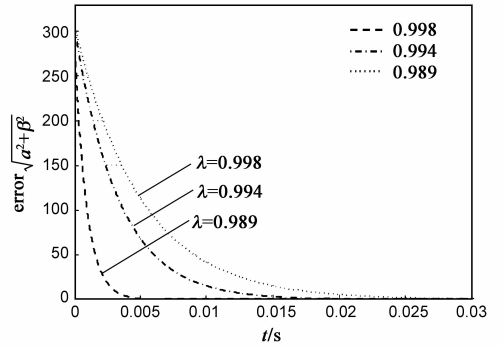


图2 误差响应曲线

### 3 观测器性能分析

下面分析观测器性能与参数  $\lambda$  之间的关系. 因为所有子观测器具有相同结构特性, 为简化分析, 这里取  $K = \{1\}$ , 即只含有正序基波子观测器, 称基波角频率  $\omega$  为观测器中心频率, 将式(7)的状态方程展开得到如下非齐次差分方程:

$$\hat{\mathbf{u}}_1(n) = \lambda \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{u}}_1(n-1) + (1-\lambda) \mathbf{y}(n) \quad (9)$$

其中  $\mathbf{y}(n)$  为观测器采样输入:

$$\mathbf{y}(n) = \sum_k \mathbf{y}_k(n) = \sum_k \mathbf{H}_k \begin{bmatrix} \cos(k\omega T + \phi_k) \\ \sin(k\omega T + \phi_k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(9)的解由两部分组成, 齐次方程通解  $\hat{\mathbf{u}}_q$  和非齐次方程特解  $\hat{\mathbf{u}}_t$ :

$$\hat{\mathbf{u}}_1 = \hat{\mathbf{u}}_q + \hat{\mathbf{u}}_t \quad (11)$$

齐次解反应了观测器的收敛速度, 非齐次特解体现了观测器对中心频率的无频偏性, 以下逐一分析.

#### 3.1 收敛速度

当输入量  $\mathbf{y}(n)$  置为零时, 得齐次方程组:

$$\hat{\mathbf{u}}_1(n) - \lambda \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{u}}_1(n-1) = 0 \quad (12)$$

式(12)的解为:

$$\hat{\mathbf{u}}_q(n) = \lambda^n \mathbf{A}_1^n \hat{\mathbf{u}}_1(0) \quad (13)$$

式中  $\hat{\mathbf{u}}_1(0)$  为观测器初始状态, 齐次解  $\hat{\mathbf{u}}_q(n)$  为初始状态造成的观测误差,  $0 < \lambda < 1$  时,  $\hat{\mathbf{u}}_q(n)$  是稳定收敛的, 且  $\lambda$  越接近 0 收敛越快,  $\lambda$  越接近 1 收敛越慢.

当输入  $\mathbf{y}(n)$  只含有正序基波分量, 不存在其他谐波干扰时, 将  $\lambda$  取不同值时, 观测器误差矢量的模画如图 2 所示. 从图 2 中可以看出, 当  $\lambda$  越接近 0 误差减小越快, 当  $\lambda$  越接近 1 误差减小越慢, 并且误差最终都收敛于零, 与上面分析相符. 但  $\lambda$  不能无限趋向 0 以追求观测器快速响应, 因为  $\lambda$  不仅影响观测器响应速度, 还影响观测器的幅频特性、相频特性.

#### 3.2 无频偏性

当输入  $\mathbf{y}(n)$  不为零时, 特解  $\hat{\mathbf{u}}_t$  具有如下形式:

$$\hat{\mathbf{u}}_t(n) = \sum_k G_k H_k \begin{bmatrix} \cos(k\omega T + \phi_k + \Delta\phi_k) \\ \sin(k\omega T + \phi_k + \Delta\phi_k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$G_k$  为  $k$  次谐波幅值增益,  $\Delta\phi_k$  为  $k$  次谐波相位偏移. 只考虑输入中的  $k$  次谐波时, 式(9)将简化为下式:

$$\hat{\mathbf{u}}_1(n) = \lambda \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{u}}_1(n-1) + (1-\lambda) \mathbf{y}_k(n) \quad (15)$$

式(15)表明, 观测器当前状态  $\hat{\mathbf{u}}_1(n)$  是观测器上一时刻状态  $\hat{\mathbf{u}}_1(n-1)$  乘以旋转矩阵  $\mathbf{A}_1$  并衰减  $\lambda$  倍后与当前时刻输入  $\mathbf{y}_k(n)$  衰减  $1-\lambda$  倍后的矢量合成. 为说明式(15)作图 3 所示矢量图, 从而求解  $G_k$  和  $\Delta\phi_k$ .

如图 3 所示输入信号  $\mathbf{y}_k(n-1)$  到  $\mathbf{y}_k(n)$  旋转的角度为  $\omega_k T = k\omega T$ , 方向由  $k$  的正负决定,  $\hat{\mathbf{u}}_1(n-1)$  乘以矩阵  $\mathbf{A}_1$  逆时针旋转了  $\omega T$  角度. 在稳态时, 观测器输出幅值恒定, 即  $|\hat{\mathbf{u}}_1(n)| = |\hat{\mathbf{u}}_1(n-1)|$ , 且  $\hat{\mathbf{u}}_1(n)$  与输入  $\mathbf{y}_k(n)$  的相位偏移  $\Delta\phi_k$  恒定, 即  $\hat{\mathbf{u}}_1(n-1)$  偏移  $\mathbf{y}_k(n-1)$  的角度为  $\Delta\phi_k$ , 则  $\hat{\mathbf{u}}_1(n)$  偏移  $\mathbf{y}_k(n)$  的角度也为  $\Delta\phi_k$ , 由图 3 中  $\triangle COB$  各边关系, 结合余弦定理和正弦定理可解得:

$$\begin{cases} G_k = \frac{(1-\lambda)}{\sqrt{1-2\lambda \cos[(\omega-\omega_k)T] + \lambda^2}} \\ \Delta\phi_k = \arctan\left(\frac{\lambda \sin[(\omega-\omega_k)T]}{1-\lambda \cos[(\omega-\omega_k)T]}\right) \end{cases} \quad (16)$$

不同谐波次数的  $G_k$  与  $\Delta\phi_k$  如图 4 所示.

由式(16)及图 4 可知:

当  $\omega_k = \omega$  时,  $G_k = 0$  (dB),  $\Delta\phi_k = 0^\circ$ , 观测器对输入信号中处于中心频率  $\omega$  处的分量无幅值衰减和相位偏移, 即对中心频率有无频偏特性.

当  $\omega_k \neq \omega$  时,  $G_k < 0$  (dB),  $\Delta\phi_k \neq 0^\circ$ , 观测器对输入信号中不处于中心频率  $\omega$  处的分量有幅值衰减和相位偏移, 且偏移程度由参数  $\lambda$  决定,  $\lambda$  越接近 1, 幅值衰减和相位偏移越大,  $\lambda$  越接近 0, 幅值衰减和相位偏移越小. 并且观测器对角频率处于  $\omega_k = -\omega$  处的负序基波同样具有幅值衰减与相位偏移, 说明观测器能够区分同处于同一角频率的正、负序信号.

综合以上分析, 在选取  $\lambda$  参数时, 要综合考虑观测

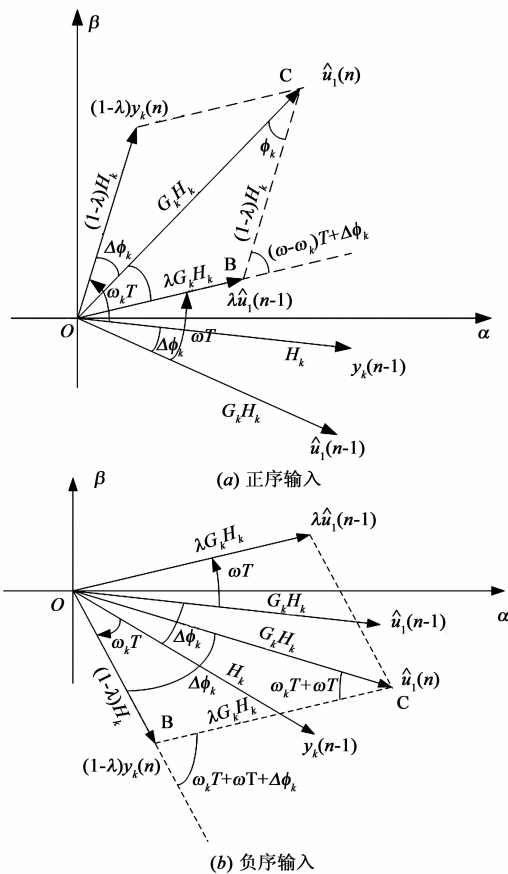


图3 旋转矢量关系

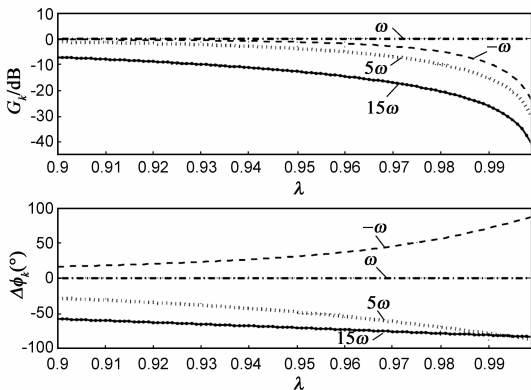


图4 不同频率的幅值衰减与相位偏移

器的期望响应速度与观测精度来设计最佳  $\lambda$  参数。

### 3.3 正负序提取

观测器可直接对同一角频率的正负序信号直接提取。当  $K = \{-1, 1\}$ , 即提取正序基波和负序基波, 其结构实现如图 5 所示。

假定输入  $y(n)$  中只包含正、负序基波, 由于各子观测器对自身提取次数的谐波是没有幅值衰减和相位偏移的, 当观测器输出  $\hat{y}_1(n)$  与  $\hat{y}_{-1}(n)$  完全等于输入  $y(n)$  中正序与负序基波信号时, 则观测器误差修正项  $(1$

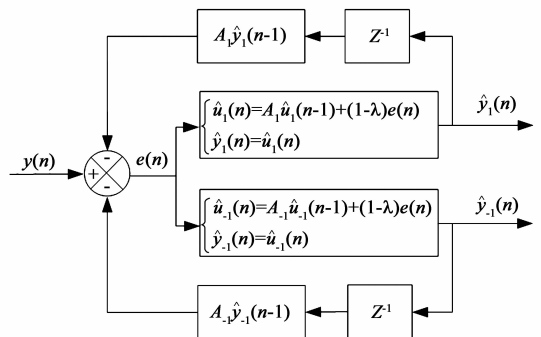


图5 正负序提取

$-\lambda)e(n)$  等于零, 说明此时观测器没有观测误差, 观测器处于等幅振荡状态, 振荡输出完全等于输入中的正、负序信号; 当观测器输出  $\hat{y}_1(n)$  与  $\hat{y}_{-1}(n)$  提取存在误差时, 观测器误差修正项  $(1-\lambda)e(n)$  不等于零, 从而对观测器的输出进行修正, 通过反馈修正, 最终使观测器输出等于期望输出。

同理当输入  $y(n)$  中不只含有正、负序基波, 还有其他次数的谐波时, 只需增加对应的子观测器就能实现精确的谐波提取。

## 4 仿真与实验

为了验证以上所提出的正负序状态观测器的有效性, 分别对电网电压不对称跌落时正负序信号观测性能, 电网电压含有谐波时观测器的抗干扰能力及观测器动态响应进行了研究, 算法采用 TMS320F2812 实现, 采样周期  $100\mu s$ , 以下分别详细分析。

### 4.1 电网电压不平衡

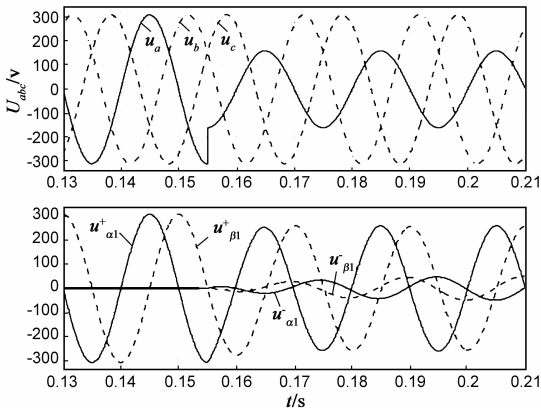
为了评估正负序状态观测器对不平衡电网电压的正、负序分离性能, 采用电网模拟装置进行电网电压单相跌落仿真和实验。仿真和实验条件相同, 平衡时电压幅值为  $310V$ , 频率为  $50Hz$ , 某一时刻电网 A 相电压跌落至  $50\%$ , B、C 相电压保持不变。由图 6 可知, 采用本文提出的正负序观测器可以精确地实现正、负序提取, 正负序电压的正弦度良好, 相位准确, 动态响应较快。

### 4.2 谐波注入

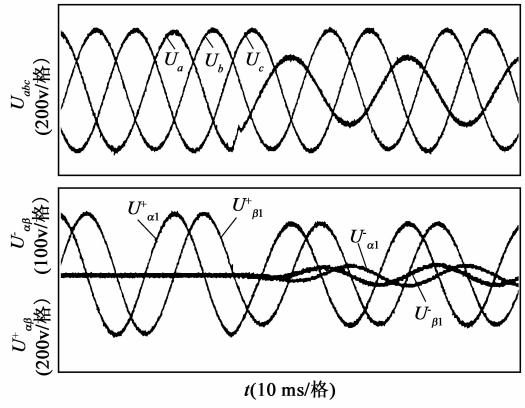
为了验证正负序状态观测器抗谐波干扰能力, 采用电网模拟装置输出带有  $15\%$  负序 5 次谐波的电压, 采用此方法对电压中的基波正序分量与谐波负序分量进行提取。由图 7 可知, 采用观测器提取得到的谐波电压正弦度好, 5 次谐波约为  $46V$ , 与理论计算相符, 说明其可精确实现负序 5 次谐波的提取。其动态响应较快, 提取得到的谐波分量可用于并网逆变器的谐波抑制。

### 4.3 响应速度

为了验证观测器参数  $\lambda$  对观测器响应速度的影响, 采用电网模拟装置进行电网电压单相跌落负序分

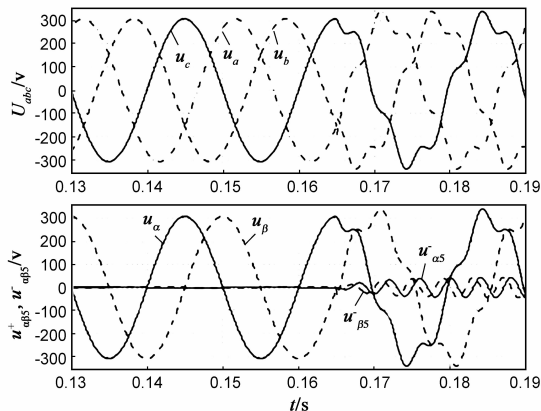


(a) 仿真结果

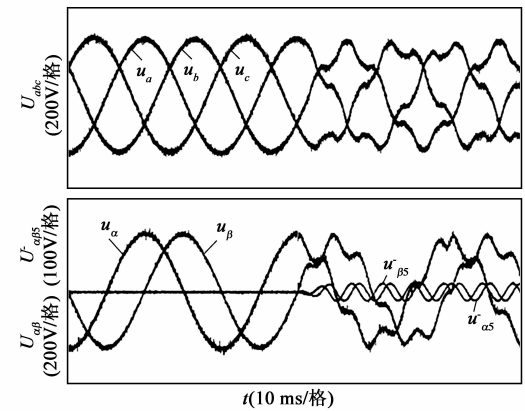


(b) 实验结果

图6 正负分离仿真和实验波形



(a) 仿真结果



(b) 实验结果

图7 谐波分量提取仿真和实验波形

量提取实验,实验条件为平衡时电压幅值为 310V,频率为 50Hz,某一时刻电网 A 相电压跌落至 50%,B、C 相电压保持不变.图 8 中  $\Delta T$  为达到稳态时的响应时间,从图中可以很直观的看出,选取不同的  $\lambda$  值,观测器响应速度也不同, $\lambda$  越接近 1 响应速度越慢, $\Delta T$  时间越长; $\lambda$  越接近 0 响应速度越快, $\Delta T$  时间越短,与前面观测器响应速度的分析相符.

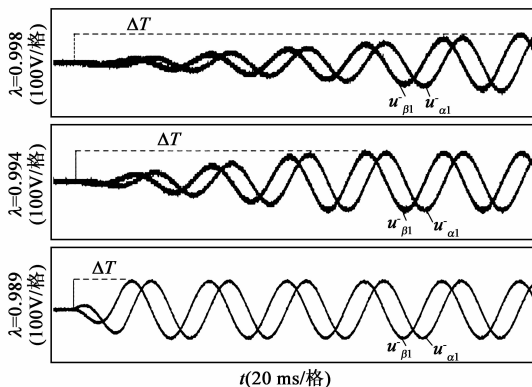


图8 观测器响应速度实验波形

### 5 结论

本文提出的三相电网正负序观测技术,是一种能对

不平衡电网基波以及各次谐波的正负序信号实现精确提取的方案.通过仿真与实验验证,可以得出以下结论:

(1) 观测器对中心频率处的信号无频偏性,而对不处中心频率处的信号具有幅值衰减和相位偏移,可以直接对不同频率的正负序信号准确分离提取,且动态响应较快.

(2) 观测器在离散域设计,可直接用于数字实现,只有一个调节参数,设计简单,旋转矩阵为常数矩阵,不需要进行实时三角函数运算,减小了数字实现时处理器负担.

(3) 由观测器分离提取得到的电压基波及谐波正、负序分量,可以用于并网变流器的不平衡控制和谐波抑制.

### 参考文献

[1] 周京华,刘劲东,等.大功率光伏逆变器的低电压穿越控制[J].电网技术,2013,(7):1799-1807.  
Zhou Jinghua, Liu Jindong, et al. Low voltage ride-through control of high power inverter for grid-connection of photovoltaic generation [J]. Power System Technology, 2013, (7):1799-1807. (in Chinese)

- [2] Kaura V, Blasco V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(1): 58-63.
- [3] Awad H, Svensson J, Bollen M J. Tuning software phase-locked loop for series-connected converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(1): 300-308.
- [4] Se-Kyo Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 431-438.
- [5] Rodríguez P, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 584-592.
- [6] 李珊珊, 等. 解耦多同步参考坐标系电网电压同步信号检测方法 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 183-189.  
Li Shanhu, et al. A grid voltage synchronization method based on decoupled multiple synchronous reference frame [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 183-189. (in Chinese)
- [7] 王颢雄, 马伟明, 等. 双 dq 变换软件锁相环的数学模型研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 237-241.  
Wang Haoxiong, Ma Weiming, et al. Study of model of software phase locked-loop based on dual-dq synchronous transform [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 237-241. (in Chinese)
- [8] Yazdani D, et al. A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 674-684.
- [9] Rodríguez P, Luna A, et al. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 99-112.
- [10] 赵新, 等. 采用降阶谐振调节器的并网逆变器锁频环技术 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 38-44.  
Zao Xin, et al. A frequency-locked loop technology of grid-connected inverters based on the reduced order resonant controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 38-44. (in Chinese)
- [11] 杜雄, 等. 基于 ANF-PLL 的电网电压基波正负序分离方法 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 28-35.  
Du Xiong, et al. A positive and negative sequence component separation method for grid voltage based on the phase locked loop with an adaptive notch filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 28-35. (in Chinese)
- [12] Yepes A G, Freijedo F D, et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1692-1712.
- [13] Keller J P, Anderson B D O. A new approach to the discretization of continuous-time controllers [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(2): 214-223.
- [14] Yepes A G, Freijedo F D, et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 563-576.
- [15] Yepes A G, Freijedo F D, et al. On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters [A]. Industrial Electronics the 35th Annual Conference of IEEE [C]. USA, IEEE, 2009, 3686-3691.
- [16] Chien-Hung Huang, Chien-Hsing Lee, et al. Frequency estimation of distorted power system signals using a robust algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1): 41-51.
- [17] 刘义成, 张学广, 等. 电网电压正负序分量快速检测算法 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 217-222.  
Liu Yicheng, Zhang Xueguang, et al. Fast detection algorithm of grid voltage positive and negative sequence components [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 217-222. (in Chinese)
- [18] Svensson J, Bongiorno M, Sannino A. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase sequence separation [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 18-26.
- [19] 陈明亮, 肖飞, 等. 一种正负序分离锁相环及其在并网型风力发电系统中的应用 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 181-186.  
Chen Mingliang, Xiao Fei, et al. A positive and negative-sequence detection PLL and its application in wind power generation system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 181-186. (in Chinese)

#### 作者简介



李宗鉴 男, 1990 年生, 硕士研究生, 研究方向为功率变流器的运行与控制。

E-mail: LZJQ1@163.com



戴瑜兴 男, 1956 年生, 教授、博士生导师, 主要研究方向为电力电子、大功率变流等。