

# 基于穿越频次变步长的离散全程滑模锁相环控制

刘斌, 贺建军, 粟梅, 孙尧

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083)

## A Frequency Crossing Switching Surface Based Variable-Step Digital Global Sliding Mode Phase-Locked Loop Control Strategy

LIU Bin, HE Jianjun, SU Mei, SUN Yao

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

**ABSTRACT:** To implement better dynamic response and control accuracy of synchronous rotating reference frame transformation based digital phase-locked loop (PLL) and make it more suitable for the application of grid-connection inverter for new energy power generation, a global sliding mode based variable-step control strategy is led into PLL. Based on mathematical model of synchronous reference frame based PLL, the impacts of different grid voltage vectors' initial phase angles on the phase-lock speed are researched, and the frame mirror image transform rule for d-axis component of grid voltage vector relative to coordinate origin is derived. On the basis of establishing global discrete switching function of PLL and according to the moving characteristic of non-ideal global discrete sliding mode, a frequency crossing switching surface based method to determine the transient state is proposed. A Lyapunov function is constructed to research the existence condition, the reachability condition and the stability of the digital PLL global sliding mode control strategy, and on this basis the extremum of the variable-step is decided. The effectiveness of the proposed control strategy is validated by simulation and experimental results.

**KEY WORDS:** global sliding mode control; digital phase-locked loop; grid-connection inverter; initial value of transient state; Lyapunov

**摘要:** 对于基于同步旋转坐标变换的数字锁相环,为实现更好的实时性和控制精度,更适合新能源并网逆变发电的应用,将一种基于全程滑模的变步长控制策略引入其中。基于同步坐标系数字锁相环的数学模型,研究了不同电网电压矢量初始相位角对锁相速度的影响,推导了电网电压矢量的d轴分量相对于原点进行坐标镜像变换的规则。在建立锁相环全程离散切换函数的基础上,根据非理想全程离散滑动模态的运动特点,提出了基于穿越切换面频次的瞬态判定方法。构建李雅普诺夫(Lyapunov)函数讨论了锁相环全程滑模控制的稳定性、存在性及可达性条件,基于此确定了变步长的极值。仿真和实验结果验证了此控制策略的有效性。

**关键词:** 全程滑模控制;数字锁相环;并网逆变器;瞬态初值;李雅普诺夫

**DOI:** 10.13335/j.1000-3673.pst.2014.12.012

## 0 引言

太阳能、风能、潮汐、生物质能等可再生能源的分布式发电已引起世界各国的高度重视和广泛关注。随着越来越多的可再生能源的接入电网,为了保障电网的安全可靠运行,针对分布式发电将实行新的更严格的标准<sup>[1]</sup>。其中,新能源分布式电源接入电网时的同步问题是关键问题之一,电网同步锁相也是分布式发电系统并网运行最基本的技术要求之一<sup>[2]</sup>。

传统的电网锁相技术采用硬件过零点检测的方式,该方式无法应用于电网谐波污染严重的场合<sup>[3]</sup>,同时必须等到电网电压过零点时刻才能对相位进行重新调校,存在滞后和延迟。软件锁相方式中,应用和推广最多是基于同步坐标旋转变换的数字锁相环(phase locked loop, PLL)。但此方式的传统控制多采用PI控制器进行调节,极大地影响了动态响应速度。近年来,滑模变结构控制被越来越多应用于电力电子装置的控制,并凭借其优越的瞬态特性与鲁棒性,使装置获得了理想的控制效果<sup>[4-5]</sup>。文献<sup>[6]</sup>提出一种采用滑模控制(sliding mode control, SMC)的锁相环控制策略,实现了对电网相位进行迅速的锁定。文献<sup>[7]</sup>基于坐标镜像变换与Bang-Bang控制实现了对单相锁相环的高效非线性控制。事实上,在锁相环控制中引入滑模控制对提高其动态响应速度,增强系统的鲁棒性具有明显的作用<sup>[8]</sup>。

在滑模控制系统中,系统的运动可分为趋近运动和滑模运动2个阶段,其中只有滑动模态才具有鲁棒性。如果能缩短到达滑模时间,将有效地改善系统动态性能,而如何缩短到达时间则是滑模变结

基金项目:国家自然科学基金项目(61174125, 61174132)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(NSFC) (61174125, 61174132)。

构控制的一个重要研究方向<sup>[9]</sup>。我国学者高为炳提出了趋近律的思想，缩短了趋近运动段时间，可改善滑模控制系统的动态品质和鲁棒性，但趋近阶段仍旧存在<sup>[10]</sup>。全程滑模控制(global sliding mode control, GSMC)能消除传统滑模控制的到达运动阶段，使系统在响应的全过程都具有鲁棒性，克服了到达模态不具有鲁棒性的特点，改善滑模控制的鲁棒性和瞬态特性<sup>[11-12]</sup>。文献[13]提出了全程滑模控制思想，并给出了时变的全程滑模切换函数的设计方法。文献[14]研究了全程切换函数的构造方法和全程滑模控制律的设计方法。文献[15]将全程滑模控制与智能控制相结合，提出一种基于自适应模糊控制的全程滑模控制方法，克服了系统的参数不确定性或参数时变性，是对全程滑模控制理论的进一步丰富与完善。

为了提高基于同步旋转坐标变换的数字锁相环实时性和锁相精度，使分布式发电电源及并网逆变器能适应电网的瞬变，满足新的更严格的并网标准，本文将全程滑模控制引入数字锁相环控制。首先，研究了电网电压初始相位角对相位锁定时间的影响，并利用规则对电网电压矢量的 d 轴分量进行镜像变换，减少锁定时间。接着，构建了数字锁相环离散化的全程滑模切换函数，利用 Lyapunov 方法对其进行了存在性、可达性和稳定性分析。基于全程离散滑模控制状态点的运动特性，提出了基于穿越滑模面频次的瞬态判定及步长极值的确定方法。最后，搭建了系统仿真与实验平台，对本文所提的基于穿越频次变步长全程滑模控制策略在数字锁相环中应用的有效性和正确性进行了仿真与实验验证。

## 1 基于同步坐标系的数字锁相环

### 1.1 同步旋转坐标系锁相环数学模型

图 1 为同步旋转坐标系锁相环的数学模型。三相电网电压信号  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  通过 Clark 变换得到  $\alpha\beta$  坐标系下的电压信号  $u_\alpha$  和  $u_\beta$ ，然后再经过 Park 变

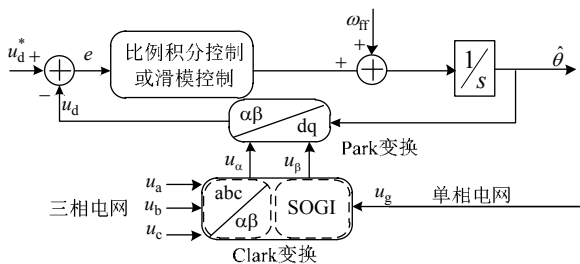


图 1 同步旋转坐标系数字锁相环框图

Fig. 1 Diagram of the synchronous rotating reference frame digital PLL

换得到 dq 坐标系下的 d 轴分量  $u_d$ ，与其参考指令  $u_d^*$  比较得到误差  $e$ 。当检测单相电网相位时， $\alpha\beta$  坐标系下的正交信号  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  可由单相电网电压信号  $u_g$  经过广义二阶积分(second order generalized integrator, SOGI)方法得到<sup>[16]</sup>。设  $U_m$  为电网电压的幅值，令  $\hat{\theta}$  为 PLL 的测量值，则

$$u_d = u_\alpha \cos \hat{\theta} - u_\beta \sin \hat{\theta} = U_m \sin \theta \cos \hat{\theta} - U_m \cos \theta \sin \hat{\theta} = U_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (1)$$

其中

$$\theta = \omega t + \phi_0 \quad (2)$$

式中： $\omega$  为基波角频率； $\phi_0$  为初始相位角； $\omega_r$  为前馈角频率。令直轴分量参考指令  $u_d^* = 0$ ，与实际电网电压信号经过 Park 变换后得到的直轴分量  $u_d$  相减，其误差  $e$  通过比例积分(PID)控制器或者滑模控制(SMC)控制器进行调节后使得  $u_d$  等于 0，即

$$u_d = U_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx U_m(\theta - \hat{\theta}) = 0 \quad (3)$$

此时，控制器调节量输出与前馈角频率之和经积分环节后得到的 PLL 输出值  $\hat{\theta}$  趋近于电网电压的实际相角  $\theta$ 。

### 1.2 测量初始值赋定与镜像变换

式(2)中，初始相位角  $\phi_0$  取值范围是  $0^\circ \sim 360^\circ$ ，而测量值  $\hat{\theta}$  的初始值  $\hat{\theta}_0$  是唯一赋定的。因此，电网电压矢量的初值将落在旋转坐标系中不同位置。若初始值  $\hat{\theta}_0$  赋为  $0^\circ$ ，则当  $\phi_0 \in [-90^\circ, 90^\circ]$  时，电网矢量的 d 轴分量  $u_d$  落在第一、第四象限离初始估计值的直轴分量  $\hat{u}_d$  较近，可迅速调节至目标值  $u_d^* = 0$ 。当  $\phi_0 \in [90^\circ, 270^\circ]$  时，则  $u_d$  落在第二、第三象限，距离  $\hat{u}_d$  较远，将增加调节时间，影响对相位的迅速锁定。

因此，当  $u_d$  位于第二、第三象限时，可相对于坐标原点作镜像翻转，减少调节时间，如图 2 所示。图 2 中，电网电压矢量  $u_g$  在 dq 轴的投影分量分别为  $u_d$ 、 $u_q$ ，镜像变换后的电网电压矢量及其在 dq 轴的投影分别为  $\hat{u}'_g$  与  $\hat{u}'_d$ 、 $\hat{u}'_q$ 。镜像变换规则为

若  $u_d < 0$ ，则  $\hat{u}'_d = -u_d$ ， $\sin \hat{\theta} = -\sin \hat{\theta}'$ ， $\cos \hat{\theta} = -\cos \hat{\theta}'$ 。其中， $\hat{\theta}'$  为由镜像变换后矢量计算得到的测量值。

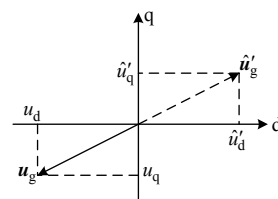


图 2 镜像变换矢量图

Fig. 2 Diagram of vector image transform

## 2 数字锁相环全程滑模控制

### 2.1 滑模切换面建立

为了更快速锁相,在利用镜像变换后,采用全程滑模控制还可进一步减小相位锁定时间。而将滑模控制应用于数字锁相环控制,首先就是要建立滑模切换超平面。如图1所示,  $u_d^*$  与  $u_d$  的误差  $e$  经过控制器调节为0时,输出  $\hat{\theta}$  则可以完全与电网电压同步,因此建立滑模面函数:

$$s = \dot{e}(t) + \alpha e(t) \quad (4)$$

$$e = u_d^* - u_d \quad (5)$$

式中  $\alpha > 0$  为滑模系数。输出为角速度调节量  $\Delta\omega = u$ ,  $u$  为控制量,若采用等速滑模控制律

$$u = \dot{s} = -\omega_c \cdot \text{sgn}(s) \quad (6)$$

式中:  $\omega_c$  为调节步长;  $\text{sgn}(\cdot)$  为符号函数。实际应用中可采用变步长趋近律,以保证系统快速收敛和减小抖振。

### 2.2 离散全程滑模控制器设计

全程滑模控制通过设计一种时变的非线性滑模面,在保证滑动模态稳定的基础上消除趋近模态,使得系统全程具有鲁棒性。

图1中的控制器采用全程滑模控制器时,对式(4)进行改进,选择新的全程滑模切换函数为

$$s = \dot{e}(t) + \alpha e(t) - f(t) \quad (7)$$

式中  $f(t)$  是为达到全程滑模而设计的函数,本文设计

$$f(t) = f(0)e^{-\lambda t} \quad (8)$$

式中  $\lambda$  为常数。选取采样与控制时间周期为  $T$ ,取系统变量为

$$\begin{cases} x_1 = u_d^* - u_d \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (9)$$

高速采样和控制下,导数可由差分方程近似,可得

$$x_2(k) = \frac{x_1(k) - x_1(k-1)}{T} \quad (10)$$

式中  $k$  表示系统的第  $k$  个周期。联立式(9) 将式(7)(8)离散化得

$$s(x, k) = \alpha x_1(k) + x_2(k) - \alpha x_1(0)e^{-\alpha T k} - x_2(0)e^{-\beta T k} \quad (11)$$

式中:  $\alpha > 0$  为滑模系数,决定  $x_1$  的瞬态响应品质;  $\beta > 0$  为滑态移动参数,决定了  $x_2$  的瞬态响应品质;  $x_1(0)$  与  $x_2(0)$  表示瞬态过程起始时刻的状态初值。

### 2.3 稳定性、存在性和可达

构造李雅普诺夫函数(Lyapunov)  $V$

$$V = (1/2)s^2 \quad (12)$$

联立式(6)计算式(12)的导数

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-\omega_c \text{sgn}(s)] \quad (13)$$

显然,  $\dot{V} < 0$ , 满足稳定性条件。

当采样周期  $T$  较小时,用  $s(k)$ 、 $s(k+1)$  表示离散全程滑模函数  $s$  在  $k$  与  $k+1$  个周期时的值,离散滑模存在和到达条件<sup>[17]</sup>是

$$\begin{cases} [s(k+1) - s(k)]\text{sgn}[s(k)] < 0 \\ [s(k+1) + s(k)]\text{sgn}[s(k)] > 0 \end{cases} \quad (14)$$

其中:

$$[s(k+1) - s(k)]\text{sgn}[s(k)] = -\omega_c T |s(k)| < 0 \quad (15)$$

$$\begin{aligned} [s(k+1) + s(k)]\text{sgn}[s(k)] &= 2s(k) - \\ T\omega_c \text{sign}(k) &= (2 - T\omega_c) |s(k)| \end{aligned} \quad (16)$$

因此,数字锁相环的离散滑模控制存在和到达条件是  $2 - T\omega_c > 0$ 。

## 3 瞬态判定与变步长控制

### 3.1 基于穿越频次的瞬态判定

全程滑模系统的运动可分为理想全程滑模模态和非理想全程滑模态。当系统状态均落在全程切换面上,最终运动至相平面原点时,称为理想准全程滑动模态轨线。而在实际离散全程滑模控制中,状态点总是落在切换带内,而且相邻2个状态分布于全局切换面的异侧,即非理想准全程滑动模态轨线,如图3所示。为了实现全程滑动模态,需确保系统轨线始终步步穿越全局切换面,且切换函数值非增,最终系统稳定于相平面原点的某一邻域内。

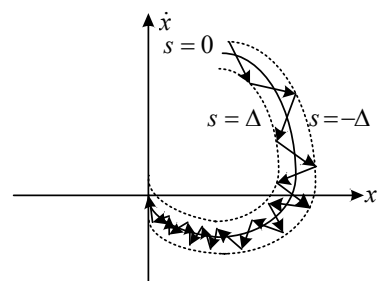


图3 非理想全程滑模控制原理

Fig. 3 Principle of non-ideal global sliding mode control

在图3所示的全程滑模控制中,系统由瞬态初值逐步收敛至原点,为了保证系统的快速收敛,还可以采用变步长模式。此外,变步长控制还可使边界层厚度能随时间的推移而逐渐变小,以抑制系统的抖振<sup>[18]</sup>。而初始步长及步长的变化率与瞬态初值有很大的关系,由式(11)也可以看出,全程滑模控制需要对全程滑态因子的瞬态初值进行赋值。

基于同步坐标系对数字锁相环的控制,瞬态发生在对电网的初次锁定或脱网及电网故障与异常的发生时刻。对电网相位首次锁定时,也是系统的初始时刻,可自然判定为瞬态发生。由脱网或电网故障与异常引起的瞬态发生时,系统运动的相邻状态点不再落在切换面的两侧,甚至超出切换带。

本文提出了基于穿越切换面频次的瞬态判定方法。统计前几次的离散模态运动行为，若发现状态点连续几次在切换面的某一侧，即穿越频度低于某一值时，则可以认定为瞬态发生。瞬态判定及瞬态初始值赋定的实现过程可以由图 4 所示的流程图表示。

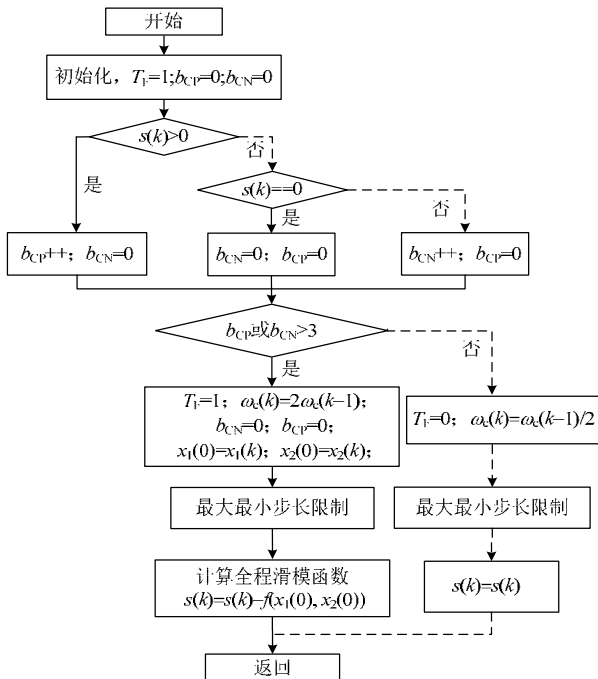


图 4 全程切换函数流程图

Fig. 4 Flow chart of global switching function

图 4 中， $T_F=1$  表示瞬态发生， $T_F=0$  为系统工作在稳态标志， $b_{CP}$ 、 $b_{CN}$  分别表示正穿越与负穿越的计数值。当  $s(k)>0$  时，正穿越计数值  $b_{CP}$  加 1，同时，负穿越计数值  $b_{CN}$  清零，当  $s(k)<0$  时，反之。而当  $s(k)=0$  时，表示系统运行于切换面，需将  $b_{CP}$ 、 $b_{CN}$  同时清零。当正穿越计数值或负穿越计数值大于 3 时，说明系统状态点已经连续 2 次以上处于切换面的一侧，可判定为瞬态发生，将瞬态发生标志  $T_F$  置 1，此时刻的状态  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  视为瞬态初值。瞬态发生后，为尽快达到稳态，可改变调节步长，将式(6)中的调节步长  $\omega_c$  倍增。而进入稳态后，调节步长  $\omega_c$  减半，步长将逐渐减小。

### 3.2 最大步长与最小步长

对于全程滑模控制的数字锁相环，当系统处于瞬态时，希望有大的步长以保证系统能快速收敛。系统处于稳态时，则减小步长，使其具有较高的锁相精度，减小或消除滑模控制固有的抖振。

由 1.2 节可知，当初始值  $\hat{\theta}_0$  赋为  $0^\circ$ ， $\varphi_0=180^\circ$  时，初始估计值  $\hat{u}_d$  与实际电网矢量的 d 轴分量  $u_d$  最远，需采用最大步长调节。结合式(10)(11)，可得最大调节步长  $\omega_{cmax}$  等于滑模函数最大值  $s_{max}$ ，与 d

轴分量  $u_d$  的关系为

$$\omega_{cmax} = s_{max} > \alpha u_d \quad (17)$$

只需满足式(16)约束条件

$$\omega_{cmax} < 2/T \quad (18)$$

当系统运行在稳态时，为抑制滑模控制固有的抖振，步长越小越好。但采用图 4 所示的变步长算法，系统由稳态再次进入瞬态时，为了避免激发系统的强烈振动，步长增大也是渐进的。因此，为了再次快速进入稳态及避免定点数字化计算时产生的误差，同时保证系统的调节功能，需对最小步长进行限制。设系统频率为工频 50 Hz，取图 1 中的前馈角频率  $\omega_{FF}=100\pi$ ，程序设计中取数字常量为角频率的正整数  $100m\pi$ ， $m$  为采样值数字化系数，如采用定点 Q4 格式运算时， $m=2^4=16$ 。设正弦表长度为  $l$ ，则幅度值转正弦表索引的系数

$$\mu = T[(180/\pi)l/360]/m \quad (19)$$

设电网周期为  $T_g$ ，则最小步长

$$\omega_{cmin} = \text{abs}[(lT/T_g)/\mu - 100m\pi] \quad (20)$$

式中  $\text{abs}[\cdot]$  表示绝对值的取整。由图 1 数学模型可知，滑模控制器后端存在积分环节，对于抑制抖振具有天然的作用。因此，尽管式(20)对最小步长有限制，但抖振也被大大消除。

## 4 仿真与实验研究

### 4.1 仿真验证

基于 Matlab/Simulink 仿真平台，对本文所提出的基于穿越频次变步长全程滑模控制数字锁相环进行了仿真验证，并传统 PI 控制的数字锁相环进行对比研究。

仿真研究了初始相位角  $\varphi_0=180^\circ$  时，PI 控制锁相环(PI-PLL)、文献[5]所述 Bang-Bang 控制锁相环(BB-PLL)以及采用变步长全程滑模控制策略下的锁相环(GSMC-PLL)的调节时间的对比，由 1.2 节可知，此初始相位角时所需的调节时间最长。仿真参数为：电网电压为相电压为 220 V 的单相交流，频率为 50 Hz，控制与采样周期为  $T=80\mu\text{s}$  (控制频率 12.5 kHz)，正弦表长  $l=500$ ，取初始步长为 2 000， $\omega_{cmax}=75\ 000$ ，由式(19)计算步长最小值  $\omega_{cmin}=16$ 。

全程滑模控制与 Bang-Bang 控制、PI 控制锁相环比较见图 5。仿真结果图 5(a)表明，在相当的锁相精度下，锁相环在 PI 控制下大约经历 0.75 个工频周期才能实现对电网电压信号的锁相，而采用 Bang-Bang 非线性控制时需要 2.4 ms，采用本文所提出的全程滑模滑模控制，只需 1.6 ms。从图 5(b)

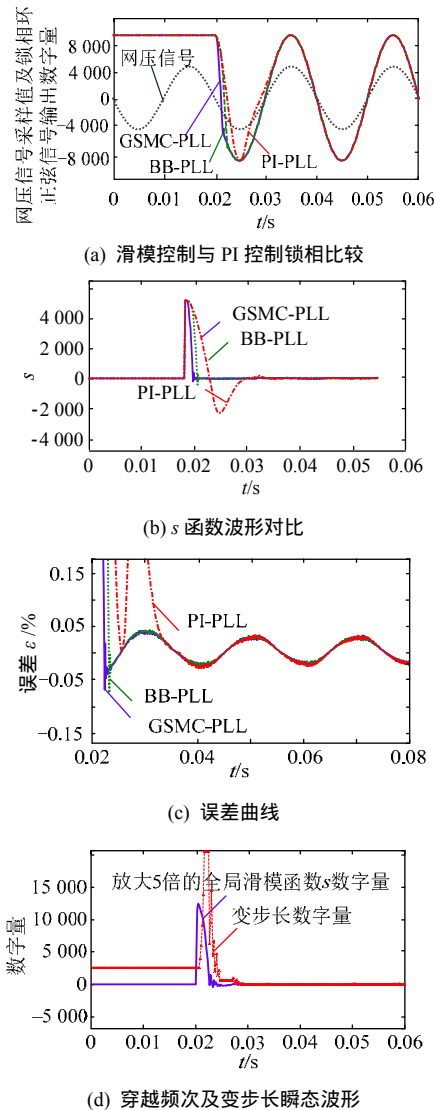


图 5 全程滑模控制与 Bang-Bang 控制、PI 控制锁相环比较  
Fig. 5 Comparison among GSMC-PLL, PI-PLL and BB-PLL

所示的锁相过程中,  $s$  函数及  $u_d$  的调节过程可以看出, 由于全程滑模因子的存在, 消除了趋近状态, 全程滑模控制比常规滑模控制能更快进入滑模态, 具有更快的收敛速度。图 5(c) 为几种锁相过程的误差对比, 当系统进入稳态后, 几种锁相控制的锁相误差  $\varepsilon$  都比较小, 仅为  $\pm 0.05\%$ 。而由于全程滑模控制能在调节过程的初期就能提供比 Bang-Bang 控制和 PI 控制较大的增益, 从而达到快速进入稳态和迅速收敛的目的, 体现出卓越的瞬态特性。图 5(d) 为锁相过程中, 全程滑模面函数  $s$  数字量与调节步长的数字量的瞬态波形。为了便于观察, 滑模面函数  $s$  数字量放大了 5 倍, 波形可以反映图 4 所示的基于穿越滑模面频率的变步长过程。

### 4.2 实验研究

采用 TI 公司的 TMS320F2812DSP 作为控制芯片, 搭建了数字锁相环实验平台, 以 12.5 kHz 作为

控制周期, 实现了穿越频次变步长的全程滑模锁相环控制。实验中, 电网采用 Chorma 61502 可编程交流电源模拟, 相位及误差信息由控制平台数模转换单元(DA)发出并与实际电网电压波形做比较。

图 6 为三相电网电压锁相环实验波形。图 6(a)~(c) 为采用本文控制算法时的锁相波形, 分别在电网 a 相电压初始相位角  $\varphi_0=90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$  时触发锁相程序, 锁相控制周期为  $80 \mu\text{s}$ 。图 6 中  $\sin \hat{\theta}$  表示与 a 相电网电压同频同相的锁相输出,  $e_{\text{error}}$  表示锁相的角度误差。由实验波形可以看出, 本文的锁相方法能在 2 ms 内快速准确对三相电网电压的频率和相位进行锁定, 精度在  $\pm 80 \mu\text{s}$  内, 即一个控制周期。图 6(d) 是采用传统滑模控制时, a 相电压初始相位  $\varphi_0=180^\circ$  时的锁相波形。图 6(b) 中, 由于采用全程滑模控制, 消除了采用传统滑模控制时的趋近运动, 使系统具有比图 6(d) 更好的瞬态特性, 响应时间可减少约 1 ms。

图 7、8、9 分别为理想单相电网电压、畸变的

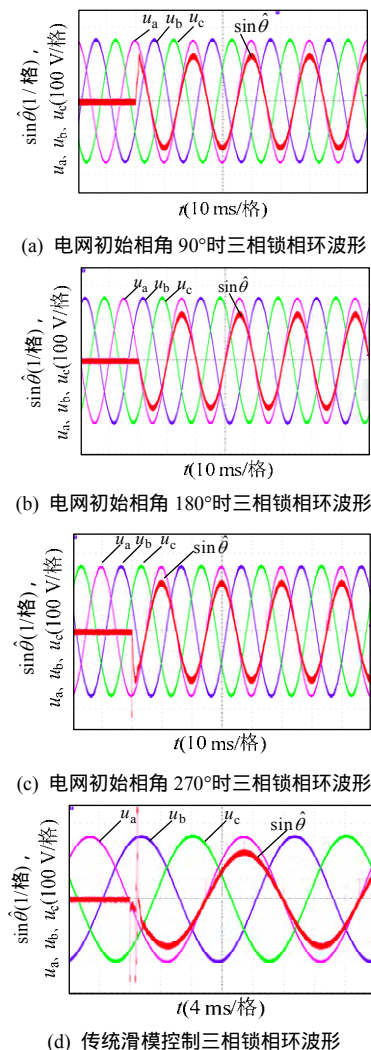
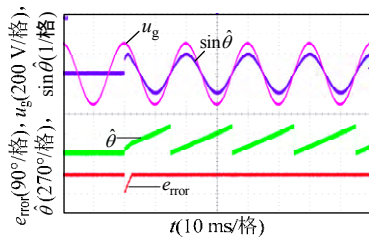
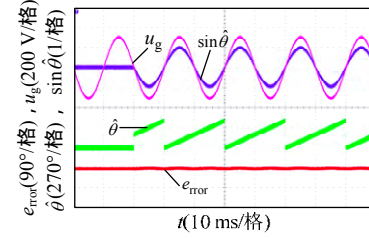


图 6 三相锁相环波形  
Fig. 6 Waveforms of three phase PLL

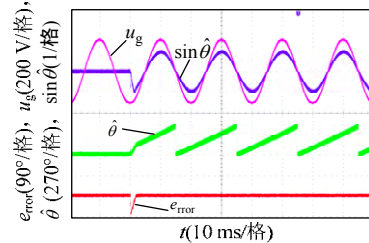
单相电压(注入 5%的 3 次谐波, 3%的 5 次谐波和



(a) 电网初始相角 90°时单相锁相环波形



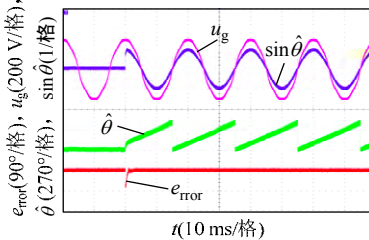
(b) 电网初始相角 180°时单相锁相环波形



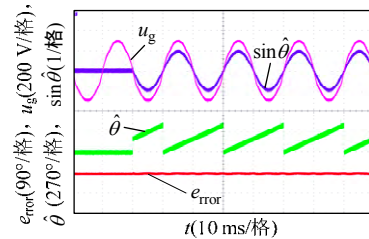
(c) 电网初始相角 270°时单相锁相环波形

图 7 单相锁相环波形

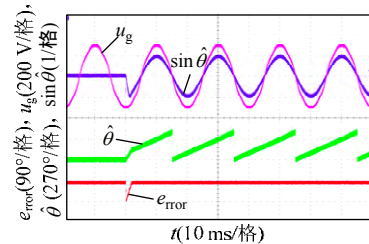
Fig. 7 Waveforms of single phase PLL



(a) 电网畸变初始相角 90°时单相锁相环波形



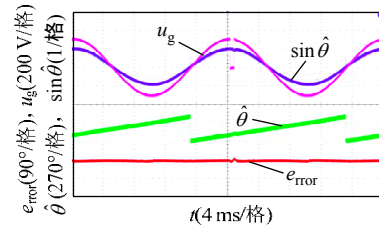
(b) 电网畸变初始相角 180°时单相锁相环波形



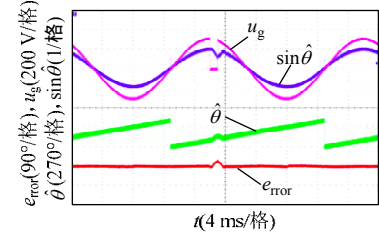
(c) 电网畸变初始相角 270°时单相锁相环波形

图 8 电网电压畸变时单相锁相环波形

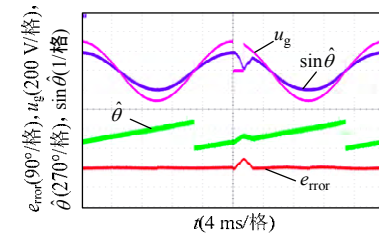
Fig. 8 Waveforms of single phase PLL under voltage distorted



(a) 电压跌落 0.5 ms 时单相锁相环波形



(b) 电压跌落 1 ms 时单相锁相环波形



(c) 电压跌落 1.5 ms 时单相锁相环波形

图 9 电网电压跌落时单相锁相环波形

Fig. 9 Waveforms of single phase PLL with voltage sag 2%的 7 次谐波)和电网电压跌落条件下, 初始相位角  $\varphi_0=90^\circ$ 、 $180^\circ$ 和  $270^\circ$ 触发锁相时的锁相环实验波形。单相锁相环由于引入 SOGI, 能消除电网电压畸变对锁相环的影响。图 7、8 表明, 无论电网有无谐波注入, 本锁相环的锁相精度都能达到  $\pm 0.4\%$  内, 锁相时间均小于  $1/10$  周期。图 9(a)—(c)中, 电网电压从顶点开始跌落, 分别跌落 0.5、1、1.5 ms, 本锁相环均能对电网电压相位进行重新快速准确锁定, 体现了穿越切换面频次变步长离散全程滑模控制的瞬态和鲁棒性好的特性。

### 5 结论

本文将变步长的全程滑模控制方法应用于新能源并网型电力电子装置的数字锁相环, 以代替传统的 PI 控制方法, 提高了锁相环的瞬态响应速度。通过构造 Lyapunov 函数, 分析了全程数字滑模控制的滑模稳定性、存在性与可达性。提出了一种基于统计穿越滑模面的频次来判定系统瞬态情形发生, 并提出了变步长滑模控制的最大与最小步长的设计准则。变步长控制既提高了动态响应速度, 又对滑模控制的固有抖振进行抑制。仿真和实验结果表明应用本文提出的控制策略的数字锁相环具有很好的瞬态特性、稳态精度和鲁棒性。在新能源并网、微电网控制以及逆变器并联控制中具有一定的

应用价值。本文提出的基于穿越频次的全程滑模控制技术,本质上是一种智能化的滑模控制,还可推广至其他应用领域,丰富全程滑模控制理论和实践。

本文仅仅对穿越滑模面的频次进行计数统计,判定系统瞬态的产生,下一步可以引入统计学规律,使判定系统瞬态发生及瞬态值的赋定更具科学性和智能性。

## 参考文献

- [1] Timbus A, Teodorescu R, Blaabjerg F, et al. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems: an overview and evaluation[C]//IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. IEEE, Brazil: Recife, 2005: 2474-2481.
- [2] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [3] 邢浩江, 张东来, 李铁才, 等. 考虑电网电压基波锁相控制单级式光伏逆变器的柔性并网方法[J]. 电网技术, 2012, 36(10): 6-10. Xing Haojiang, Zhang Donglai, Li Tiecai, et al. Flexible grid-connection method for single-stage photovoltaic inverter based on phase-locked loop control for grid fundamental frequency voltage[J]. Power System Technology, 2012, 36(10): 6-10(in Chinese).
- [4] 黄凯征, 汪万伟, 王旭. 基于滑模控制的 PWM 整流器建模与仿真[J]. 电网技术, 2009, 33(8): 18-23. Huang Kaizheng, Wang Wanwei, Wang Xu. Modeling and simulation of PWM rectifier based on sliding-mode control[J]. Power System Technology, 2009, 33(8): 18-23(in Chinese).
- [5] 刘斌, 粟梅, 贺建军, 等. 混合动力汽车 DC/DC 辅助电源轨迹规划及双积分滑模控制[J]. 电网技术, 2014, 38(4): 918-924. Liu Bin, Su Mei, He Jianjun, et al. Trajectory planning and dual-integral sliding-mode control strategy of DC/DC auxiliary power supply for hybrid electric vehicles[J]. Power System Technology, 2014, 38(4): 918-924(in Chinese).
- [6] Kuzu A, Bogosyan S, Gokasan M, et al. Fast locking of PLLs using sliding mode control[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '09. Seoul, Korea: IEEE, 2009: 1705-1708.
- [7] 古俊银, 廖茂宇, 陈国呈. 一种高效的非线性电网数字锁相环[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 53-58. Gu Junyin, Liao Maoyu, Chen Guocheng. A high efficient non-linear digital phase locked loop for grid-connected inverters[J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(33): 53-58(in Chinese).
- [8] Fernão-Pires V, Marques G D, Sousa D. Phase-locked loop topology based on a synchronous reference frame and sliding mode approach for DVR applications[C]//IEEE International Conference on Computer as a Tool (EUROCON). Portugal, Lisbon: IEEE, 2011: 1-4.
- [9] 刘金琨. 滑模变结构控制 Matlab 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 436-445.
- [10] Gao Weibing, Wang Yufu, Abdollah H. Discrete-time variable structure control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(2): 117-122.
- [11] Choi H S, Park Y H, Cho Y S, et al. Global sliding mode control[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2001, 21(3): 27-35.
- [12] 肖雁鸿, 葛召炎, 周靖林. 全滑模变结构控制系统[J]. 电机与控制学报, 2002, 6(3): 233-236. Xiao Yanhong, Ge Zhaoyan, Zhou Jinglin. Global sliding mode variable structure control system[J]. Electric Machines and Control, 2002, 6(3): 233-236(in Chinese).
- [13] Park K B, Lee J J. Variable structure controller for robot manipulators using time-varying sliding surface[C]//IEEE International Conference on Robotics and Automation. Atlanta, USA: IEEE, 1993: 89-93.
- [14] Lu Y S, Chen J S. Design of a global sliding-mode controller for a motor drive with bounded control[J]. International Journal of Control, 1995, 62(5): 1001-1019.
- [15] Liu Jinkun, Sun Fuchun. Global sliding mode control with adaptive fuzzy chattering free method for nonlinear system[C]//IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications. Beijing, China: IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications, 2006: 541-546.
- [16] Ciobotaru M, Teodorescu R, Blaabjerg F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator[C]//IEEE 37th Power Electronics Specialists Conference. Jeju, Korea: IEEE, 2006: 1-6.
- [17] Sarpturk S Z, Istefanopulos Y, Kaynak O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1987, 32(10): 930-932.
- [18] 岳海峰. 变结构控制抖振问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.



刘斌

收稿日期: 2014-06-04.

作者简介:

刘斌(1982), 男, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电力电子与变流技术, E-mail: bingo.liu@csu.edu.cn;

贺建军(1966), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为复杂过程建模与优化控制、复杂机电系统耦合与解耦控制。

粟梅(1967), 女, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化、电力电子与电力传动, E-mail: sumeicsu@yahoo.com.cn.

(责任编辑 徐梅)