

# 一种并网逆变器的新型复合控制设计\*

曹靖<sup>1,2</sup>, 童朝南<sup>1</sup>, 周京华<sup>2</sup>, 李红涛<sup>2</sup>

(1. 北京科技大学自动化学院 北京 100083; 2. 北方工业大学电气与控制工程学院 北京 100144)

**摘要:**针对并网逆变器在瞬态能量回馈中快速性和抗干扰性的要求,提出了一种新型的复合控制方法。该方法融合了重复控制和滑模变结构控制的优点,利用重复控制优化了等效控制的跟踪特性,有效抑制了并网电流谐波,加快了系统动态响应速度,提高了系统抗干扰性能。仿真和实验结果表明,系统稳态并网电流5次谐波畸变率可控制在1.5%,网侧功率因数接近于1,动态电流响应速度快,有效抑制了能量变化对直流母线电压的影响,从而证明了所提出复合控制方法的有效性。

**关键词:**逆变器;滑模变结构控制;复合控制

中图分类号: TM464 TP273 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.40

## New composite control design for grid-connected inverter

Cao Jing<sup>1,2</sup>, Tong Chaonan<sup>1</sup>, Zhou Jinghua<sup>2</sup>, Li Hongtao<sup>2</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. School of Electrical and Control Engineering, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

**Abstract:** A novel composite control method is proposed in this paper aiming at the requirements of transient response and anti-interference performance in applications of transient energy feedback of grid-connected inverter. The method combines the advantages of repetitive control and sliding mode variable structure control. The tracking characteristic of sliding mode variable structure control is optimized using repetitive control, and the composite control method effectively suppresses the grid-connected current harmonics, speeds up the system dynamic response speed and improves the system anti-interference performance. Simulation and experiment results show that the fifth harmonic distortion of the grid-connected current is controlled to 1.5%, and the grid side power factor is close to 1. Furthermore, with the fast transient response of dynamic current, the effect of energy variation on dc bus voltage is effectively restrained, which proves the effectiveness of the proposed composite control method.

**Keywords:** inverter; sliding mode variable structure control; composite control

## 1 引言

随着新能源并网发电系统的不断推广及电力节能措施的广泛应用,并网逆变器的控制技术一直为研究的热点。其中,高性能的电流控制技术是保证并网发电系统输出高质量电能的重要措施。尤其在能量回馈系统中,并网电能具有瞬时能量高、冲击电流大的特点,并网的过程中易出现系统自身参数变化等干扰因素,因此,快速动

态性能、高质量并网电流和抗干扰能力是此类并网逆变器运行中需要同时考虑的关键问题。

在并网逆变器的电流控制中,研究人员先后提出了包括比例积分(proportional integral, PI)控制<sup>[1]</sup>、比例谐振(proportional resonant, PR)控制<sup>[2]</sup>、模型预测控制<sup>[3]</sup>、解耦控制<sup>[4]</sup>、重复控制<sup>[5]</sup>在内的一系列先进电流控制方法。这些方法在电流稳态跟踪性控制方面成绩显著,但在抗扰动性方面收效甚微。对此,引入滑模变结构控制<sup>[6-8]</sup>,但滑模变结构控制本身存在的抖振问题和动态响应不平滑问题,严重影响了系统稳态精度和稳定性的平衡<sup>[9]</sup>。

为改善单一滑模变结构控制的跟踪控制效果,采用跟踪性能好的重复控制对滑模变结构控制进行优化是行之有效的办法。

目前,关于两种算法复合的控制策略理论和应用研究在国内外已有部分成果,如:1)理论方面,有针对周期干扰抑制问题的滑模控制提出的离散重复变结构控制方法<sup>[10]</sup>,及适合滑模重复控制的新型离散趋近律<sup>[11]</sup>。近期的成果中实现了终端滑模控制与重复控制的结合<sup>[12]</sup>,并应用螺旋算法<sup>[13]</sup>提高系统的稳态和动态特性。2)应用方面,成果较为突出的领域是脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)变换器的控制应用<sup>[14-16]</sup>。但上述复合控制着重分析了滑模变结构控制对于重复控制器动态特性的改善,而极少涉及重复控制对滑模变结构控制器性能的影响,且复合的过程比较复杂,实现难度较大。

本文提出了一种新型的复合控制策略,该方法融合了滑模变结构控制和重复控制的优点,具有快速动态响应、有效抑制谐波、抗干扰性强的特点,并通过仿真和实验对所提出的复合控制方法进行了验证。

### 2 三相并网逆变器

并网逆变器通常采用电压型 PWM 变换器,拓扑结构如图 1 所示。

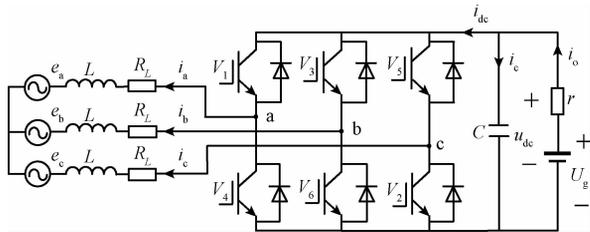


图 1 三相并网逆变器的拓扑结构

Fig. 1 Topology structure of three-phase grid connected inverter

图 1 中,  $e_a, e_b, e_c$  为电网电源电压,  $i_a, i_b, i_c$  为三相电流,  $u_{dc}$  为直流侧电压,  $R_L$  及  $L$  为进线等效电阻和电感,  $i_{dc}$  为直流侧电流,  $U_g$  为等效的直流电源,  $r, i_o$  分别为直流电源内阻和电流。定义开关函数  $S_k (k = a, b, c)$ :

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂开通, 下桥臂关断} \\ 0, & \text{上桥臂关断, 下桥臂开通} \end{cases} \quad (1)$$

设采样时间为  $T$ , 将基于开关函数描述的数学模型进行坐标变换和离散化后, 得到三相并网逆变器内环电流模型<sup>[17-18]</sup>:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T}{L}\right) i_d(k) + \omega T i_q(k) - \frac{T}{L} e_d(k) + \frac{u_{dc} T}{L} S_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T}{L}\right) i_q(k) - \omega T i_d(k) - \frac{T}{L} e_q(k) + \frac{u_{dc} T}{L} S_q(k) \end{cases} \quad (2)$$

由于 PWM 变换器的开关频率远大于电网频率, 建模中假定电网电压在单个开关周期内不发生变化。其中,  $i_d(k), i_q(k)$  分别为三相并网逆变器输出电流的  $d, q$  轴分量,  $e_d(k), e_q(k)$  分别为电网电压的  $d, q$  轴分量,  $S_d(k), S_q(k)$  分别为开关函数的  $d, q$  轴分量。

将式(1)写成状态空间描述形式为:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{F}\mathbf{e}(k) \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{x}(k) = [i_d(k) \quad i_q(k)]^T, \mathbf{u}(k) = [S_d(k) \quad S_q(k)]^T,$   
 $\mathbf{e}(k) = [e_d(k) \quad e_q(k)]^T, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - R_L T/L & \omega T \\ -\omega T & 1 - R_L T/L \end{bmatrix},$   
 $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} u_{dc} T/L & 0 \\ 0 & u_{dc} T/L \end{bmatrix}, \mathbf{F} = -T/L。$

### 3 复合控制方法

并网逆变器控制系统一般包括电压外环控制、电流内环控制两个部分, 如图 2 所示。

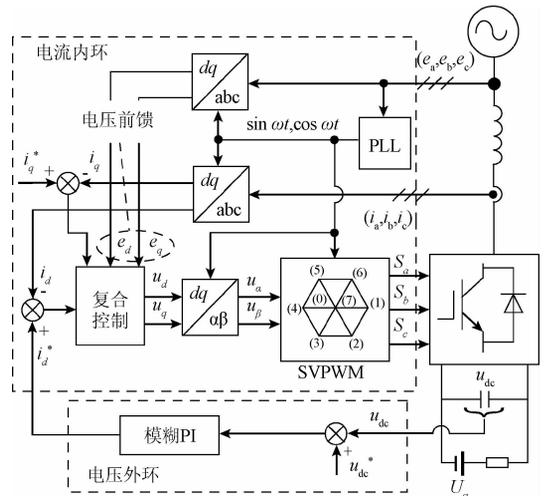


图 2 基于复合控制方法的并网逆变系统控制框图

Fig. 2 Control block diagram of the grid-connected inverter based on composite control

电压外环用于实现直流电压的稳定, 保证逆变器的馈网功率与直流电源功率相同, 从而降低并网电流的畸变率; 电流内环的控制目标在于实现快速跟踪外环给定

的电流参考,优化并网电流的谐波输出,并通过调节内环电流无功分量  $i_q$ ,使逆变器工作在单位功率因数的并网模式,其中,电压前馈用于降低电网电压波动对并网逆变器的影响,并通过锁相环(phase locked loop, PLL)快速精确锁定电网电压相位,保证逆变器输出电流的频率与电网保持一致。

在整个控制系统中,电流内环是其内在本质,是解决瞬态电能并网动态性能的核心,因此本文主要针对电流内环提出了一种复合控制方法,在将滑模变结构控制的控制律分解的基础上,利用重复控制进行优化设计,结合重复控制和滑模变结构控制的特点,以求获得更快的响应速度、更好的鲁棒性、更低的静态误差。

### 3.1 经典滑模变结构控制分析

一般情况,针对式(2)模型设计经典滑模变结构控制器,首先选择如下形式滑模面:

$$\sigma(k) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(k) \tag{4}$$

式中:  $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2]^T$ ,  $c_1, c_2$  为常数。为改善控制品质,减小抖振现象,选择如下指数趋近律:

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) - \varepsilon T \text{sat}(\sigma(k)) - qT\sigma(k) \tag{5}$$

式中:  $T$  为采样周期,其他参数的变化范围为  $0 < qT < 1, \varepsilon T > 0$ ,  $\text{sat}(\sigma(k))$  为饱和函数,用于消除系统进入稳态的振颤现象<sup>[19]</sup>,定义如下:

$$\text{sat}(\sigma(k)) = \begin{cases} +1, & \sigma(k) > \delta \\ \beta\sigma(k), & |\sigma(k)| \leq \delta \\ -1, & \sigma(k) < -\delta \end{cases} \tag{6}$$

式中:  $\delta$  即为满足条件的边界层,其他参数的变化范围是  $\beta > 0, \delta > 0, \delta \cdot \beta = 1, \delta > \varepsilon T / (1 - qT)$ 。

由式(2)~(4)可以推导出离散滑模变结构控制器的输出  $\mathbf{u}(k)$  为:

$$\mathbf{u}(k) = -(\mathbf{c}^T \mathbf{B})^{-1} [\mathbf{c}^T (\mathbf{A} - \mathbf{I}) \mathbf{x}(k) + \mathbf{c}^T \mathbf{F} \mathbf{e}(k) + \varepsilon T \text{sat}(\sigma(k)) + qT] \tag{7}$$

当  $\sigma(k+1) = \sigma(k) = 0$ , 系统状态到达滑模面,可以得出等效控制  $u_{\text{eq}}(k)$  表达式。将式(7)归纳为:

$$u(k) = u_{\text{eq}}(k) + u_{\text{vss}}(k) \tag{8}$$

可见,经典滑模变结构控制的控制输出由等效控制  $u_{\text{eq}}(k)$  和切换控制  $u_{\text{vss}}(k)$  组成。从相平面运动来讲,当系统的滑模面确定以后,系统的状态轨迹包括“到达阶段”和“滑动模态”两个阶段。等效控制  $u_{\text{eq}}(k)$  的主要作用是:在“到达阶段”强迫系统运动到滑模面,在“滑动模态”强迫系统沿着滑模面运动并保留在滑模面上;切换控制  $u_{\text{vss}}(k)$  则具有变结构的特性,可以对控制过程进行调整,调整系统状态进入滑模面的速度,决定系统鲁棒性和抖振程度<sup>[20]</sup>。可以看出,滑模变结构控制的鲁棒性主要

存在于“滑动模态”而非“到达阶段”,基于精确数学模型推导的等效控制,在“到达阶段”极易受到本身参数变化和外界干扰的影响,也需要改善性能。

### 3.2 复合控制方法的设计与实现

针对三相并网逆变器的经典滑模变结构电流控制器设计,选择如下形式的滑模面:

$$\sigma(k) = \begin{bmatrix} \sigma_d(k) \\ \sigma_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(i_d(k) - i_d^*(k)) \\ c_2(i_q(k) - i_q^*(k)) \end{bmatrix} \tag{9}$$

根据经典滑模变结构控制设计方法,由式(3)和(7)可得到电流内环的等效控制表达式:

$$\mathbf{u}_{\text{eq}}(k) = \begin{bmatrix} u_{\text{deq}}(k) \\ u_{\text{qeq}}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_L T + L)i_d(k) - \omega L T i_q(k) + e_d}{c_2 u_{\text{dc}} T} \\ \frac{(R_L T + L)i_q(k) + \omega L T i_d(k) + e_q}{c_2 u_{\text{dc}} T} \end{bmatrix} \tag{10}$$

由于经过解耦后的电流内环具有对称性<sup>[21]</sup>,因此,以  $i_d(k)$  为例,说明电流环的滑模变结构控制结构分析,如图3所示。

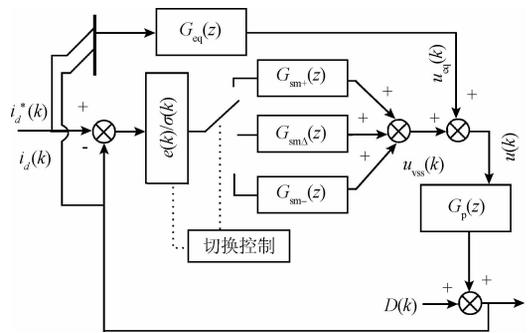


图3 滑模变结构控制分解图

Fig. 3 Decomposition diagram of slide mode variable structure control

图3中,  $i_d^*(k)$  为系统给定,  $i_d(k)$  为反馈输入,  $\mathbf{e}(k)$  为误差,扰动设为  $\mathbf{D}(k)$ , 并网逆变器作为控制对象,其传递函数是  $G_p(z)$ 。为简化说明问题,控制结构中忽略了内环采样信号的延迟和 PWM 控制的小惯性特性。可以看出,控制律输出  $u(k)$  由两个分支组成,其一为等效控制分支,传递函数用  $G_{\text{eq}}(z)$  表示,其二切换控制分支,传递函数为  $G_{\text{sm}}(z)$ 。值得指出的是,切换控制输出中包含一个非线性部分  $\text{sat}(\sigma(k))$ , 根据式(6)将变结构部分  $G_{\text{sm}}(z)$  进行分段线性化,分别建立其传递函数。

根据3.1节分析,只有等效控制  $u_{\text{eq}}(k)$  依赖于控制

系统的精确模型,而实际系统中输入功率的扰动对模型参数会产生一定的影响,如主电路参数中的高频电感  $L$ ,在瞬态能量回馈过程中,会随着电流的变化而产生较大变化,这导致系统在运行时,等效控制输出会有较大误差,这种控制偏差也极易激发滑模变结构控制的抖振问题。

对此,引入重复控制复合于滑模变结构控制,提高等效控制的控制精度。重复控制基于内模原理,具有信号保持的特点,对于周期性信号的跟踪和抑制具有很高的控制性能。但由于重复控制具有一定的滞后性,通常加入前馈控制进行补偿,利用重复控制改善系统的稳态输出精度,利用前馈控制进一步提高系统的动态特性,使系统具有良好的稳态和动态特性。常用的加入前馈控制的重复控制传递函数为:

$$G_{rp}(z) = F_r + \frac{K_r S(z) z^{-N+K}}{1 - Q(z) z^{-N}} \quad (11)$$

式中: $Q(z)$ 为低通滤波器,增强系统的鲁棒性, $S(z)$ 为系统补偿环节, $K_r$ 为维持系统稳定的控制增益, $z^{-N}$ 为周期延迟环节, $z^K$ 为相位补偿, $F_r$ 为前馈控制增益。将重复控制引入电流内环,得到复合控制策略的结构如图4所示。

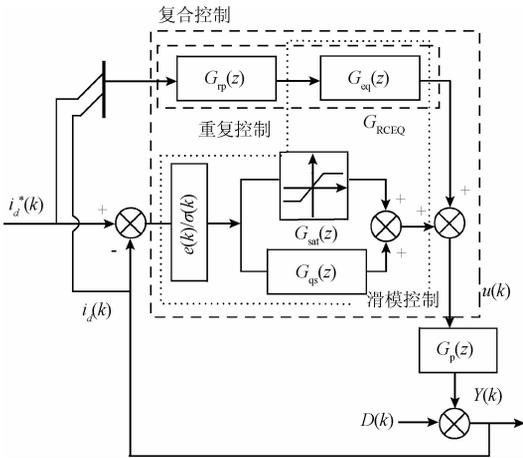


图4 复合控制结构

Fig. 4 Composite control structure diagram

定义复合控制中等效控制通道的传递函数为  $G_{RCEQ}(z)$ ,其表达式为:

$$G_{RCEQ}(z) = G_{rp}(z) \cdot G_{eq}(z) \quad (12)$$

控制输出的表达式如下:

$$u(k) = R(k) G_{RCEQ}(z) + E(k) G_{sm}(z) \quad (13)$$

式中:  $E(k) = R(k) - Y(k)$ 。

利用式(3)、(6)、(11)、(12)及参数的取值范围,根据李亚普诺夫定理,可对滑模存在性和可达性条件、系统稳定性及谐波抑制作用进行推导验证,检验所提出控制方法的可行性与正确性。

## 4 仿真与实验分析

### 4.1 仿真结果及分析

为了验证以上分析,本文采用 MATLAB/Simulink 环境对所提复合控制策略进行仿真研究,同时与经典滑模变结构控制仿真进行比较分析。

图5所示为复合控制策略下系统达到稳态的仿真波形。其中,①曲线为电压波形,②曲线为电流波形。由图5可以看出,系统在复合控制策略下运行稳定,电流正弦度好,功率因数为1。

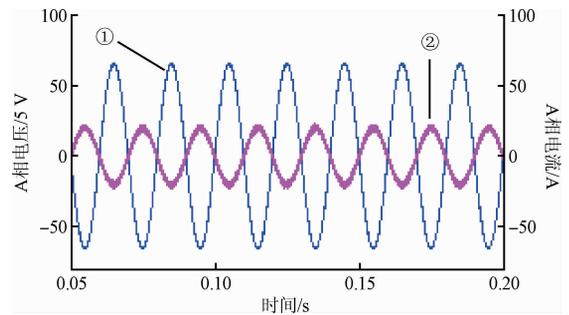


图5 复合控制方法下稳态仿真波形

Fig. 5 Steady state simulation waveforms for composite control method

为比较两种控制策略作用下电流内环的动态特性,在0.1~0.14s之间增加电源激励,模拟电网能量的突变。并网功率突变将导致直流母线电压的波动,电流瞬时增大,仿真结果如图6、7所示。图6所示为两种控制策略对直流母线电压波动的抑制作用。图7所示为两种控制方法对内环并网电流的控制作用。其中,①曲线为滑模变结构控制效果,②曲线为复合控制作用效果。由图6可以看出,瞬态能量并网过程中,滑模变结构控制方法下直流母线电压波动为4.2V,而复合控制方法下为0.7V。

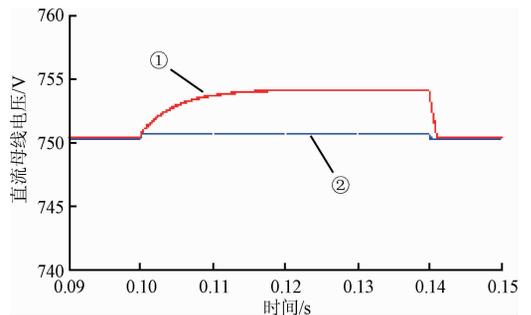
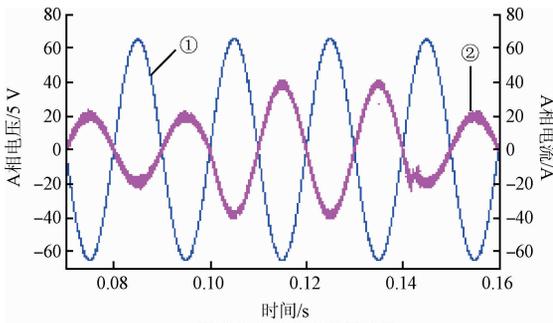
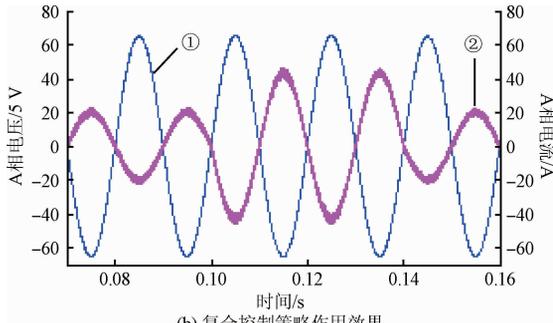


图6 直流母线电压波动抑制作用对比

Fig. 6 The comparison of fluctuation suppression of DC bus voltage



(a) 滑模变结构控制作用效果  
(a) Control effect of sliding mode variable structure control



(b) 复合控制策略作用效果  
(b) Control effect of composite control method

图7 并网电流动态特性对比

Fig. 7 The comparison of dynamic performance of grid-connected current

比较图7(a)和(b),滑模变结构控制方法电流并网时出现了电流延迟,并且在0.142 s有冲击性过渡,而复合控制方法下,并网电流具有快速的动态性能,能量迅速回馈网,并网过程中不会在直流电压侧造成较大的电压波动,进而在并网结束时也不会造成明显电流冲击。

#### 4.2 实验结果及分析

为进一步验证文中所提控制策略有效性,以DSP28335为控制芯片,搭建了5 kW并网逆变器实验平台,进行实验验证。实验台参数如表1所示。

表1 并网逆变器样机参数

Table 1 The prototype parameters of grid-connected inverter

参数	数值
开关频率/kHz	10
电感/mH	0.55
直流电容/ $\mu$ F	4 000
相电压/V	220
直流母线参考电压/V	750

应用复合控制方法得到稳态实验波形(选取A相电压 $U_a$ 和A相电流 $i_a$ )如图8所示。可以看出,并网电流

具有良好的正弦度,运行功率因数为1,同时说明两种控制方法在复合过程中相互独立运行互不干扰。

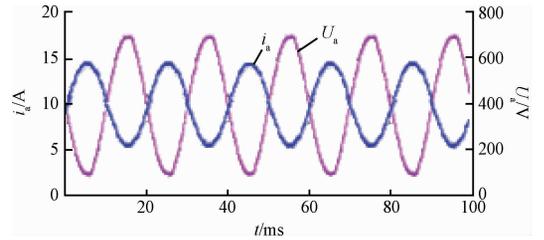
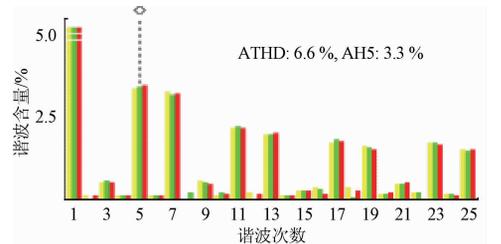


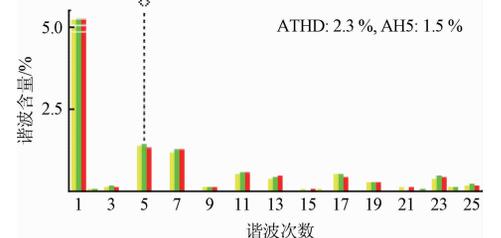
图8 稳态实验波形(A相电压和A相电流)

Fig. 8 Stable state experiment waveforms (Current and voltage for phase A)

利用CA8335电能质量分析仪对并网电流的谐波畸变情况进行检测,结果如图9所示。图9中,ATHD代表测量的总谐波畸变率,AH5代表测量的5次谐波畸变率。图9(a)所示为滑模变结构控制策略下的并网电流谐波分析,其中5次谐波约为3.3%,图9(b)所示为复合控制策略下的并网电流谐波分析,5次谐波约为1.5%,其他谐波成分较图9(a)都有明显减小。实验结果表明,应用复合控制方法可以有效抑制谐波电流。



(a) 滑模变结构控制谐波分析  
(a) Harmonic analysis of sliding mode variable structure control



(b) 复合控制方法谐波分析  
(b) Harmonic analysis of composite control method

图9 CA8335测量的并网电流谐波分析对比

Fig. 9 The comparison of harmonic analysis of grid-connected current measured with CA8335

系统动态特性实验结果如图10、11所示。实验采用外界激励电源增加系统的并网功率(持续时间40 ms),模拟能量回馈瞬态变化,电源的投入和切断采用绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)开关进行控制。

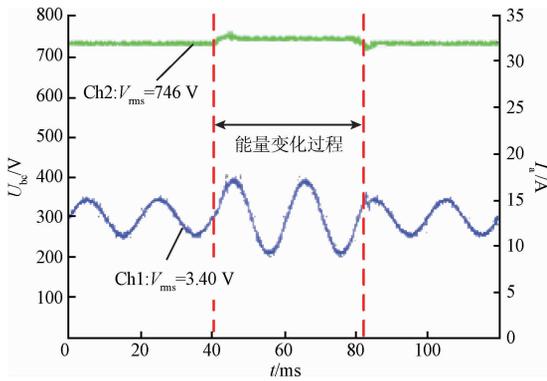


图 10 滑模变结构控制策略下并网电流瞬态变化过程  
Fig. 10 Transient change process of grid connected current under sliding mode variable structure control

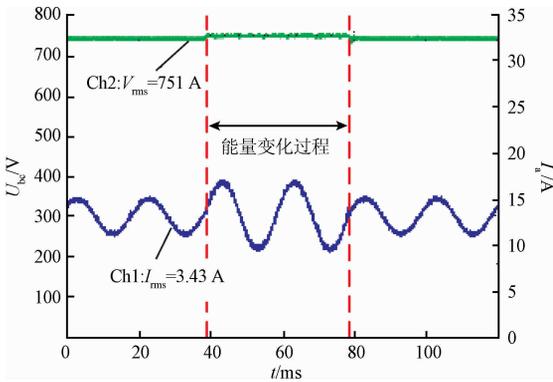


图 11 复合控制策略下并网电流瞬态变化过程  
Fig. 11 Transient change process of grid connected current under composite control

图 10、11 中,“能量变化过程”是指瞬态能量回馈时,系统的直流母线电压和并网电流的动态变化过程。其中,图 10 所示为经典滑模变结构控制方法下系统并网电流、直流母线电压的瞬态变化过程,而图 11 所示为本文所提出的复合控制方法下系统并网的瞬态变化过程。

通过比较可以看出,在“能量变化过程”中,两种控制策略下并网电流的峰值都增加了一倍,即由原来的稳态有效值 3.4 A(峰值为 4.8 A)左右瞬时增加到有效值 6.8 A(峰值为 9.6 A)左右,但滑模变结构控制下的电流响应时间较长(约为 42 ms),在外界激励电源切断时产生了电流冲击,同时直流母线电压调整过程也存在超调,波动幅值最大值高达 16 V 左右;相应地,复合控制策略由于具有快速动态性能,电流波形平滑,响应时间约 40 ms,无延时冲击,对直流母线电压幅值波动影响值控制在 5 V 以内,并瞬时恢复稳态值,不存在超调。另外,虽然采用相同的实验参数和条件,图 10 中的波形相比较

图 11 中的波形存在很多毛刺,其主要原因是在离散时间控制条件下,趋近律由于自身参数和切换开关的影响不能完全消除抖振,导致控制电流波形上产生高频谐波噪声,进而影响了外环电压的波形质量。复合控制方法(见图 11)也采用了相同的趋近律和参数,但由于控制器结构中复合了重复控制成分,具有一定的谐波抑制的效果,因而在一定程度上削弱了毛刺的现象。综上,实验结果验证了复合控制方法良好的动态特性,证明了本文理论分析的正确性。

## 5 结 论

三相并网逆变器是发电系统并网的关键部件。本文针对能量回馈型并网逆变器的电流控制提出了一种复合控制策略,并对其进行了仿真和实验验证。仿真和实验结果表明:

- 1) 采用复合控制方法可使并网逆变器输出稳定的电流波形,波形具有良好的正弦度,系统运行功率因数为 1,说明两种控制方法在复合过程中相互独立运行互不干扰;
- 2) 采用复合控制方法可使本实验系统 5 次谐波畸变率降低到 2% 左右,实现高质量的并网电流;
- 3) 当实验系统并网电流发生突变,突变量有效值达一倍(约 3.4 A)时,相比滑模变结构控制,复合控制方法可使瞬态能量变化对直流母线电压波动影响降低 10 V 左右,有效提高系统抗干扰性能;
- 4) 当实验系统并网电流发生突变时,相比滑模变结构控制,采用复合控制策略可使并网电流响应时间减少约 2 ms,没有电流冲击,有效地提高系统响应速度和动态性能。

## 参考文献

[ 1 ] SELVARAJ J, RAHIM N A. Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller [J]. IEEE Transaction on Industry Electronic, 2009, 56(1): 149-158.

[ 2 ] 雷亚雄,李建文,李永刚. 基于准 PR 调节器电流双闭环 LCL 三相并网逆变器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(12):44-50  
LEI Y X, LI J W, LI Y G. Control strategy of three-phase LCL grid-connected inverter based on quasi-PR adjuster [J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(12): 44-50.

[ 3 ] 杨勇,赵方平,阮毅,等. 三相并网逆变器模型电流预测控制技术[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6):

- 153-159.
- YANG Y, ZHAO F P, RUAN Y, et al. Model current predictive control for three-phase grid-connected inverters [J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2011, 26(6): 153-159.
- [4] 彭秋波, 盘宏斌, 刘勇. LCL型三相并网逆变器双闭环解耦控制器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 103-110
- PENG Q B, PAN H B, LIU Y. Design of dual-loop decoupling controller in LCL three phase grid-connected inverter [J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2014, 29(4): 103-110.
- [5] 张学广, 马彦, 李瑞. 两相静止坐标系下并网逆变器的重复控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(9): 85-91.
- ZHANG X G, MA Y, LI R. Repetitive control strategy for grid-connected converters in stationary frame [J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2016, 31(9): 85-91.
- [6] 朱俊杰, 粟梅, 王湘中, 等. 分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(11): 2634-2640.
- ZHU J J, SU M, WANG X ZH, et al. Direct torque control of brushless DC motors based on segmented sliding-mode-variable-structure [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(11): 2634-2640.
- [7] 秦斌, 姜学想, 周浩, 等. 基于SVM的永磁直驱风电系统滑模变桨距控制[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(7): 1525-1531.
- QIN B, JIANG X X, ZHOU H, et al. SVM-based sliding mode control of pitch angle for direct driven PM wind turbine system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(7): 1525-1531.
- [8] 何静, 张昌凡, 龙永红. 一种鲁棒控制器设计方法的研究及其应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2004, 18(1): 6-11
- HE J, ZHANG CH F, LONG Y H. Research on a method of robust controller design and its application [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2004, 18(1): 569-573.
- [9] 赵凯辉, 陈特放, 张昌凡, 等. IPMSM非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2): 294-303.
- ZHAO K H, CHEN T F, ZHANG CH F, et al. Sensorless and torque control of IPMSM applying NFTSMO [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(2): 294-303.
- [10] SUN M X, ZHOU J Y, WANG Y Y. Discrete-time variable structure repetitive control in Industrial Technology [C]. IEEE International Conference on ICIT, 2002: 718-723.
- [11] 孙明轩, 范伟云, 王辉. 用于离散滑模重复控制的新型趋近律[J]. 自动化学报, 2011, 37(10): 1213-1221.
- SUN M X, FAN W Y, WANG H. Discrete sliding mode repetitive control with novel reaching law [J]. Acta Automatica Sinica, 2011, 37(10): 1213-1221.
- [12] MITREVSKA M, CAO Z W, ZHENG J, et al. Design of a discrete-time terminal sliding mode repetitive controller [C]. 14th International Workshop on Variable Structure Systems, 2016: 131-135.
- [13] CHUEI R, Z. CAO, Z. MAN, Design of super twisting repetitive control [C]. IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications, 2016: 758-762.
- [14] TONG C N, CAO J, ZHOU J H. Double loop control strategy for three-phase PWM rectifier of AC drive system [J]. Chinese Journal of Engineering, 2015(37): 185-191.
- [15] CHEN S, LAI Y M, TAN S C. Sliding mode repetitive control of PWM voltage source inverter [C]. 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2007: 1069-1073.
- [16] CHEN S, LAI Y M, TSE C K. Fast response low harmonic distortion control scheme for voltage source inverters [J]. IET Power Electron, 2009, 2(5): 574-584.
- [17] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- ZHANG X, ZHANG CH W. PWM rectifier and its control [M]. Beijing: China Mechanical Press, 2013.
- [18] 黄天富, 石新春, 李鹏, 等. 三相并网逆变器离散化模型及其控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(11): 4-6
- HUANG T F, SHI X CH, LI P, et al. Study of discretization model and control strategy of three phase grid-connected inverter [J]. Power Electronics, 2012, 46(11): 4-6.
- [19] 高为炳. 离散时间系统的变结构控制[J]. 自动化学报, 1995, 21(2): 154-161.
- GAO W B. Variable structure control of discrete-time systems [J]. Acta Automatica Sinica, 1995, 21(2): 154-161.
- [20] 陈志梅, 王贞艳, 张井岗. 滑模变结构控制理论及应

用[M]. 北京:电子工业出版社, 2012.

CHEN ZH M, WANG ZH Y, ZHANG J G. Sliding mode variable structure control theory and application [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012.

[21] 张兴, 李俊, 赵为, 等. 一种光伏独立逆变器非线性控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2): 252-257.

ZHANG X, LI J, ZHAO W, et al. Novel nonlinear control method of photovoltaic stand-alone inverter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(2):252-257.

## 作者简介



曹靖, 2002年于燕山大学获得学士学位, 2005年于北方工业大学获得硕士学位, 现为北京科技大学博士研究生, 现为北方工业大学讲师, 主要研究方向为滑模变结构控制。

E-mail: caojing@ncut.edu.cn

**Cao Jing** received her B. Sc. degree in 2002 from Yanshan University and M. Sc. degree in 2005 from North China University of Technology. Now, she is a Ph. D. candidate in University of Science and Technology Beijing and a lecturer in North China University of Technology, Her main research interest includes sliding mode variable structure control.



童朝南, 分别在1976年和1983年于北京科技大学获得学士学位和硕士学位, 现为北京科技大学自动化学院教授、博士生导师, 主要研究方向为非线性控制理论及应用。

E-mail: tcn@ustb.edu.cn

**Tong Chaonan** received his B. Sc. degree in 1976 and M. Sc. degree in 1983 both from University of Science and Technology Beijing, respectively. Currently, he is a professor and Ph. D. supervisor in University of Science and Technology Beijing. His main research interest includes nonlinear control theory and its applications.



周京华, 1997年于西安建筑科技大学获得学士学位, 2000年于西安理工大学获得硕士学位, 2005年于西安交通大学获得电气工程博士学位, 现为北方工业大学电气与控制工程学院教授, 主要研究方向为大功率变流技术。

E-mail: zjh@ncut.edu.cn

**Zhou Jinghua** received his B. Sc. degree in 1997 from Xi'an University of Architecture and Technology, M. Sc. degree in 2000 from Xi'an University of Technology, and Ph. D. degree in 2005 from Xi'an Jiaotong University. Now, he is a professor in North China University of Technology. His main research interest is high power converter technology.