

电流源逆变器的新型离散无源性 滑模变结构控制方法

许飞, 马皓, 何湘宁

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Novel Discrete-time Passivity-based Sliding Mode Control Strategy for Current-source Inverter

XU Fei, MA Hao, HE Xiang-ning

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: Based on the nonlinear control theory, this paper presented a novel control strategy based on passivity-based control (PBC) and discrete-time sliding-mode control (SMC) which is applied to controlling a current-source inverter (CSI) system. The proposed control strategy not only maintains the good robustness and dynamic performance of the two control methods, but also overcomes the chattering problem of PBC. The basic theory and dynamic modeling of CSI were presented. The analysis and design of passivity-based sliding-mode controller (PB-SMC) had been presented detailedly. Comparing SMC with PBC, a doable selection of the damping assignment was presented using the comparability of their control laws expressions. Finally, experimental results for output current 0~16 A (peak-peak) and frequency 0~1 000 Hz inverter demo were included to validate the proposed control strategy can ensure the system with improved steady-state precision and well dynamic performances.

KEY WORDS: current-source inverter; sliding-mode variable structure control; passivity-based control

摘要: 基于非线性控制理论, 提出一种基于无源性控制和离散滑模变结构控制结合的控制策略, 并将其应用于全桥电流源逆变器系统中。该控制策略既保持了2种控制方法良好的鲁棒性和动态性能, 又克服了滑模变结构控制的抖动问题。给出电流型交流功率放大器的工作原理和系统的动态模型, 并详细给出离散无源性滑模变结构控制器的分析与设计。将无源性控制方法和滑模变结构控制方法进行对比分析, 利用2种控制方法控制律的相似性, 提出一种可行的阻尼项系数

的选取方法。输出电流 0~16 A(峰-峰值)、频率范围 0~1 000 Hz的实验样机结果表明该控制策略具有较好的鲁棒性, 以及良好的稳态和动态性能。

关键词: 电流源逆变器; 滑模变结构控制; 无源性控制

0 引言

逆变器作为一种直流转交流的功率变换器, 已经成为生产生活中不可缺少的电源设备, 因此逆变器的建模与控制逐渐成为一个新的研究热点, 但现有的大部分研究工作都集中于电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)。随着功率器件和集成数字信号处理芯片的快速发展, 电流源逆变器(current source inverter, CSI)开始获得更多的关注, 因其动态响应快、工作稳定, 在交流功率电源、并网发电系统、不间断电源(uninterruptible power supply, UPS)、交流电机驱动器等^[1-4]场合得到了很好地应用。

逆变器控制通常都是通过输出瞬时值或有效值反馈, 再利用传统的线性控制理论来进行控制^[5-7], 但基于线性控制策略的逆变器输出波形失真度较高, 且动态特性较差。

从逆变器本身的开关特性来说, 它是周期性的时变结构系统, 即非线性系统, 因此先进的非线性控制策略是对逆变器具有强适应性的控制方式。作为一种著名的非线性控制策略, 滑模变结构控制具有对参变量和外界干扰的鲁棒性、良好的稳态和动态响应等特点^[8-10]。到目前为止, 滑模变结构控制策略越来越多地被应用于逆变器的控制中^[11-14]。随着计算机技术的飞速发展和工业自动化等领域的

基金项目: 国家自然科学基金项目(50777056)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50777056).

实际需求增加,控制算法的实现经常采用数字计算机,离散滑模变结构控制策略也得到了很好的发展和应用。但由于离散滑模变结构控制策略的特性,系统的状态变量进入滑模切换区后会存在抖动现象。

无源性控制是一种基于能量观点的非线性控制策略,对功率开关变换器具有天然的适应性^[15-21]。在控制器设计中,通过注入适当的阻尼,使得系统的总能量跟踪预期的能量函数,从而保证系统的全局稳定性。由于在无源性控制器的设计过程中没有抵消系统所有的非线性因素,从而避免了复杂的控制规律,因此控制方法简单,鲁棒性好。

基于以上分析,本文将滑模变结构控制和无源性控制相结合,提出一种新颖的离散无源性滑模变结构控制策略。该方法既保持了2种控制策略良好的鲁棒性和动态响应等优点,又减小了系统的抖动。本文以电流源逆变器为例,在其动态模型基础上,详细给出离散无源性滑模变结构控制器的分析与设计,同时基于Lyapunov定理证明系统的全局稳定性。无源性控制器中注入阻尼的大小对系统的稳定性起关键作用,但现有的研究工作对阻尼大小的选取还只是定性分析,本文通过对无源性控制和滑模变结构控制的对比分析,给出一种可行的阻尼项选取办法。该离散无源性滑模变结构控制策略被应用于一种电流型交流功率放大器,其输出电流有较宽的幅值和频率范围。最后,通过实验结果验证上述分析和设计的正确性。

1 电流源逆变器的动态模型

单相电流源逆变器系统如图1所示,系统主电路包括一个全桥和一个LC滤波器。VT₁与VT₃、VT₂与VT₄同时导通截止,VT₁(VT₃)与VT₂(VT₄)的控制信号互补。每个场效应管都串联了一个二极管,使得电流只能单向流动。在下面分析中,假设所有的元器件都是理想的。

选取输出滤波电感上的电流*i_L*和电容上的电压*u_C*作为状态变量,可得电流源逆变器的状态空间方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{a}\mathbf{x} + \mathbf{b}\mu \quad (1)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} -R/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_d/C \end{bmatrix}; \quad \mu = \begin{cases} 1, & \text{VT}_1(\text{VT}_3)\text{导通} \\ -1, & \text{VT}_1(\text{VT}_3)\text{关断} \end{cases}$$

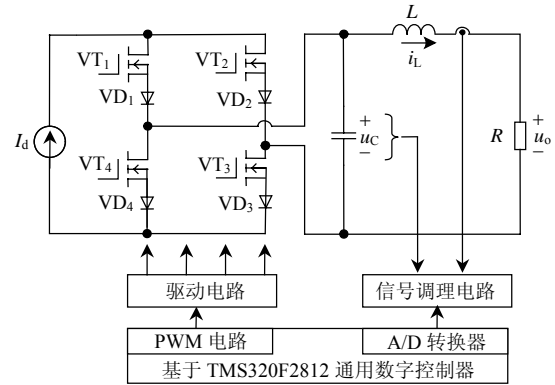


图1 基于DSP控制的单相电流源逆变器系统

Fig. 1 Single phase current-source inverter system based on DSP control

定义系统状态变量的误差函数为 $\mathbf{e} = \mathbf{x}_r - \mathbf{x}$, 其中 $\mathbf{x}_r = [i_{Lr} \ u_{Cr}]^T$ 是系统状态变量的期望值。将误差函数作为系统新的状态变量,则可得系统新的状态空间方程为

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{a}\mathbf{e} + \mathbf{b}\mathbf{u} + \mathbf{d} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{d} = \dot{\mathbf{x}}_r - \mathbf{a}\mathbf{x}_r$; $\mathbf{u} \in [0, 1]$ 为开关变量的平均值。

如果数字控制器的采样周期等于电路的开关周期 T_s ,将式(2)离散化得

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

式中: $\mathbf{D}(k) = \mathbf{x}_r(k+1) - \mathbf{A}\mathbf{x}_r(k)$; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} (L-RT_s)/LT_s & L \\ -T_s/C & 1 \end{bmatrix}$;

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_d T_s / C \end{bmatrix}.$$

2 离散无源性滑模变结构控制器的设计

2.1 无源性控制方法

无源性控制器的基本思想是,首先利用欧拉-拉格朗日(Euler-lagrange, EL)方程分离出系统的“无功项”,由于该项对系统有功能量没有消耗作用,对系统稳定性也没有影响,因此可以任意配置;然后通过注入阻尼项,适当配置“无功项”,迫使系统总能量跟踪预期的能量函数,即使系统的状态变量渐近收敛到期望值,从而使得闭环控制系统是无源的,保证系统的稳定性。

EL方程是一个动力学的能量平衡关系式,通过设置系统中的变量(如机械、电气系统中的位置、电荷等)来定义系统的能量方程,进而定义拉格朗日方程。由文献[15]可知,电流源逆变器的EL方程跟状态空间方程是一致的,因此在式(2)中引入阻尼项可得

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} + \frac{R}{L}e_1 - \frac{1}{L}e_2 + \zeta_1 e_1 = \frac{di_{Lr}}{dt} + \frac{R}{L}i_{Lr} - \frac{1}{L}u_{Cr} + \zeta_1 e_1 \\ \frac{de_2}{dt} + \frac{1}{C}e_1 + \zeta_2 e_2 = \frac{du_{Cr}}{dt} + \frac{1}{C}i_{Lr} - \frac{I_d}{C}u_p + \zeta_2 e_2 \end{cases} \quad (4)$$

式中： $u_p \in [0, 1]$ 为开关变量的平均值；阻尼系数 $\zeta_1 > 0$, $\zeta_2 > 0$ 。通过适当选取阻尼项使得

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} + \frac{R}{L}e_1 - \frac{1}{L}e_2 + \zeta_1 e_1 = 0 \\ \frac{de_2}{dt} + \frac{1}{C}e_1 + \zeta_2 e_2 = 0 \end{cases} \quad (5)$$

定义系统的能量函数为

$$H = \frac{1}{2}Le_1^2 + \frac{1}{2}Ce_2^2 \quad (6)$$

对 H 求导可得

$$\begin{aligned} \frac{dH}{dt} &= e_1 L \frac{de_1}{dt} + e_2 C \frac{de_2}{dt} = e_1(-Re_1 + e_2 - L\zeta_1 e_1) + \\ &e_2(-e_1 - C\zeta_2 e_2) - (R + L\zeta_1)e_1^2 - C\zeta_2 e_2^2 < 0 \end{aligned} \quad (7)$$

另一方面, H 就是 Lyapunov 能量方程, 由 Lyapunov 稳定性定理可知: $H > 0$, $\dot{H} < 0$, 则 e_1 和 e_2 渐近收敛到零, 即系统是渐近稳定的。

为了使式(5)成立, 必须满足

$$\begin{cases} \frac{di_{Lr}}{dt} + \frac{R}{L}i_{Lr} - \frac{1}{L}u_{Cr} + \zeta_1 e_1 = 0 \\ \frac{du_{Cr}}{dt} + \frac{1}{C}i_{Lr} + \zeta_2 e_2 = \frac{I_d}{C}u_p \end{cases} \quad (8)$$

由上式中的第 2 个方程即可求得系统的无源性控制律, 该控制律是通过调节输出滤波电容上的电压来控制输出电流, 具有控制方法简单等优点, 但系统的动态响应较差, 因此本文将输出电流也引入无源性控制器中。将式(5)离散化并写成矩阵形式为

$$\mathbf{B}u_p(k) = \mathbf{x}_r(k+1) - \mathbf{A}\mathbf{x}_r(k) + \mathbf{E}\mathbf{e}(k) \quad (9)$$

式中 $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \zeta_1 & 0 \\ 0 & \zeta_2 \end{bmatrix}$ 为阻尼项矩阵, 在式(9)两边都乘以系数矩阵 $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1 \ 1]$ 后

$$u_p(k) = (\mathbf{P}\mathbf{B})^{-1}[\mathbf{P}\mathbf{x}_r(k+1) - \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{x}_r(k) + \mathbf{P}\mathbf{E}\mathbf{e}(k)] \quad (10)$$

式(10)即为电流源逆变器系统的离散无源性控制律。

2.2 滑模变结构控制方法

定义滑模超平面函数为

$$s(k) = \mathbf{C}_e \mathbf{e}(k) = \mathbf{C}_e [\mathbf{x}_r(k) - \mathbf{x}(k)] \quad (11)$$

式中: $\mathbf{C}_e = [K \ 1]$; $K > 0$ 为滑模超平面系数, K 值的选取必须保证系统能够渐近稳定到滑模超平面。

在衰减控制的基础上, 本文采用的是离散衰减变速趋近律的控制策略, 表达式如下

$$s(k+1) = \tilde{\rho}s(k) - \varepsilon T_s \|\mathbf{e}(k)\| \operatorname{sgn}[s(k)] \quad (12)$$

式中: 状态范数 $\|\mathbf{e}(k)\| = \sum_{i=1}^n |e_i(k)|$; $\varepsilon > 0$; $\tilde{\rho}$ 为衰减系数, 且 $0 < \tilde{\rho} < 1$ 。

联立式(3)、(11)、(12), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_e \mathbf{A}\mathbf{e}(k) - \mathbf{C}_e \mathbf{B}u(k) + \mathbf{C}_e \mathbf{D}(k) &= \tilde{\rho}s(k) - \\ &\varepsilon T_s \|\mathbf{e}(k)\| \operatorname{sgn}[s(k)] \end{aligned} \quad (13)$$

由此可得离散滑模变结构控制的控制律为

$$u_s(k) = (\mathbf{C}_e \mathbf{B})^{-1} \{ \mathbf{C}_e \mathbf{A}\mathbf{e}(k) + \mathbf{C}_e \mathbf{D}(k) - \tilde{\rho}s(k) + \varepsilon T_s \|\mathbf{e}(k)\| \operatorname{sgn}[s(k)] \} \quad (14)$$

式中 $\mathbf{C}_e \mathbf{B} \neq 0$ 。

式(14)即电流源逆变器系统的基于离散衰减变速趋近率的控制律。该控制律跟基于离散变速趋近率的控制律相似, 只要适当选择控制参数, 可使得系统状态变量渐近稳定到原点, 衰减控制的引入则加快了系统状态变量趋近于离散滑模超平面的速度。

2.3 离散无源性滑模变结构控制方法

离散滑模变结构控制的一个特点是出现了滑模切换区。滑模切换区是滑模超平面的一个邻域, 其中将发生准滑动模态运动。在离散滑模变结构控制器作用下, 系统的状态变量在进入滑模切换区后, 进行准滑动模态运动, 从而导致系统存在抖振现象。因此, 本文提出了一种优化的组合控制策略: 在系统状态变量的趋近阶段, 采用离散滑模变结构控制; 在进入滑模切换区后的稳定阶段, 系统采用无源性控制。这种控制策略既保证了系统良好的鲁棒性和动态性能, 又能减小系统抖振。具体的控制方法为

$$u(k) = \begin{cases} u_p(k), & |S(k)| \leq k^* \\ u_s(k), & |S(k)| > k^* \end{cases} \quad (15)$$

式中 $k^* > 0$ 。必须适当选择 k^* 值大小, 以获得较为理想的控制性能。

文献[14]中详细讨论了基于离散变速趋近率的滑模变结构控制的滑模切换区, 而衰减控制的引入加快了系统状态变量趋近滑模超平面的速度, 对滑模切换区没有影响, 即

$$\Delta = \varepsilon T_s \|\mathbf{e}(k)\| \quad (16)$$

式中 $\varepsilon > 0$ 为滑模面系数。为了减小系统状态变量在滑动模态过程中的抖动, 在本文中 k^* 值选择为

$$k^* = \Delta = \varepsilon T_s \|\mathbf{e}(k)\| \quad (17)$$

2.4 控制器参数的设计

文献[14]中对离散滑模变结构控制器的参数进行了详细地分析和设计, 所得到的参数选取范围在本论文中也同样适用, 即

$$\begin{cases} 0 < \varepsilon T_s < L/(L+T_s) \\ \varepsilon T_s < K < 2L/T_s - (1+2L/T_s)\varepsilon T_s \end{cases} \quad (18)$$

下文介绍无源性控制器中阻尼项矩阵 \mathbf{E} 和系数矩阵 \mathbf{P} 的分析和设计。

对比式(10)和式(14)发现, 2种控制策略的控制律表达式较相似, 因此将 $\mathbf{D}(k)=\mathbf{x}_r(k-1)-\mathbf{A}\mathbf{x}_r(k)$ 和式(11)代入式(14)中后可得

$$u_s(k) = (\mathbf{C}_e \mathbf{B})^{-1} [\mathbf{C}_e \mathbf{x}_r(k+1) - \mathbf{C}_e \mathbf{A} \mathbf{x}_r(k) + (\mathbf{C}_e \mathbf{A} - \tilde{\rho} \mathbf{C}_e) \mathbf{e}(k) + \varepsilon T_s \| \mathbf{e}(k) \| \operatorname{sgn}[s(k)]] \quad (19)$$

对比式(10)、(19), 可以令

$$\begin{cases} \mathbf{P} = \mathbf{C}_e \\ \mathbf{P}\mathbf{E} = \mathbf{C}_e \mathbf{A} - \tilde{\rho} \mathbf{C}_e \end{cases} \quad (20)$$

由式(20)可以求得

$$\begin{cases} P_1 = K \\ \zeta_1 = 1 + \tilde{\rho} - RT_s/L - T_s/CK \\ \zeta_2 = 1 + \tilde{\rho} + KT_s/L \end{cases} \quad (21)$$

由此可知, 上述无源性控制器的参数选取可以较好地实现2种控制策略的平滑切换, 防止控制策略切换时造成的系统不稳定。

3 实验装置与实验结果

在实验室构建了一套如图1的电流源逆变器系统实验样机, 同时设计和构建了一套基于高速32位DSP(TMS320F2812)的通用数字控制平台, 用以实验验证本章所讨论的基于离散无源性滑模变结构的控制策略。实验样机的参数如表1所示。

本系统用于电流型交流功率放大器, 其输出电流的幅值和频率有一个比较宽的输出范围, 在实际电路中, 电路输出电流幅值范围是0~16 A(峰峰值), 频率范围是0~1 000 Hz。

图2分别为输出频率为50和1 000 Hz时的输出电流和电压稳态波形, 图3为不同幅值、不同频

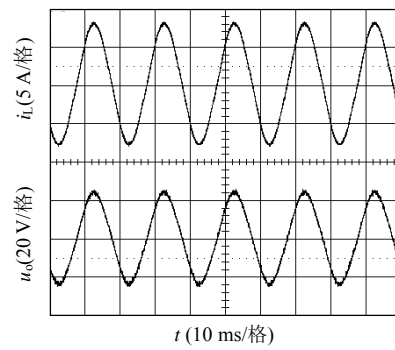
表1 电流源逆变器系统参数

Tab. 1 Parameters of the CSI system

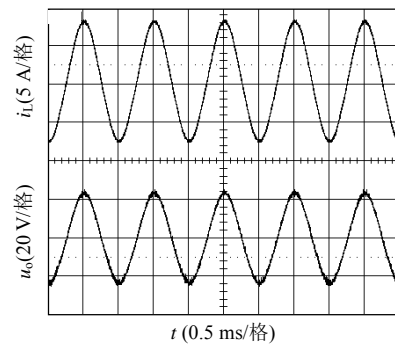
项目	数值
输入直流电流 I_d / A	10
输出滤波电容 C / μF	20
输出滤波电感 L / μH	200
额定负载 R / Ω	3
采样频率 f_s / kHz	50

率下(16 A/200 Hz, 12 A/500 Hz, 8 A/800 Hz和4 A/1 kHz)的输出电流波形。由图2、3可知, 无论是低频还是高频, 输出波形都是良好的正弦波, 畸变量较小(输出电流THD约为0.28%)。上述实验结果表明, 本文所采用的控制策略具有良好的稳态性能和波形跟踪特性。

图4为基于离散无源性滑模变结构控制下的负载切换实验波形, 其中图4(a)测试了电流源逆变器系统从轻载($R=1 \Omega$)突然切换到满载($R=3 \Omega$)的情况, 而图4(b)则是从满载突然切换到轻载的情况。系统输出电流的响应时间约为0.8 ms。



(a) 输出频率为 50 Hz



(b) 输出频率为 1 000 Hz

图2 频率分别为50和1 000 Hz时的输出电流和电压的稳态波形

Fig. 2 Output current and voltage waveforms at 50 Hz and 1 000 Hz

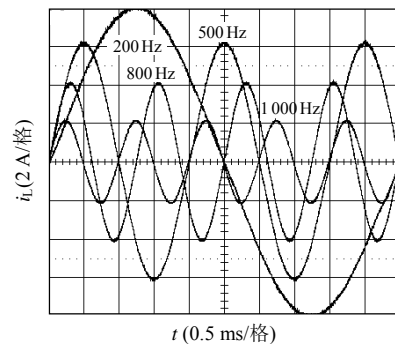


图3 不同幅值和不同频率下的输出电流波形
Fig. 3 Output currents at different amplitudes and frequencies

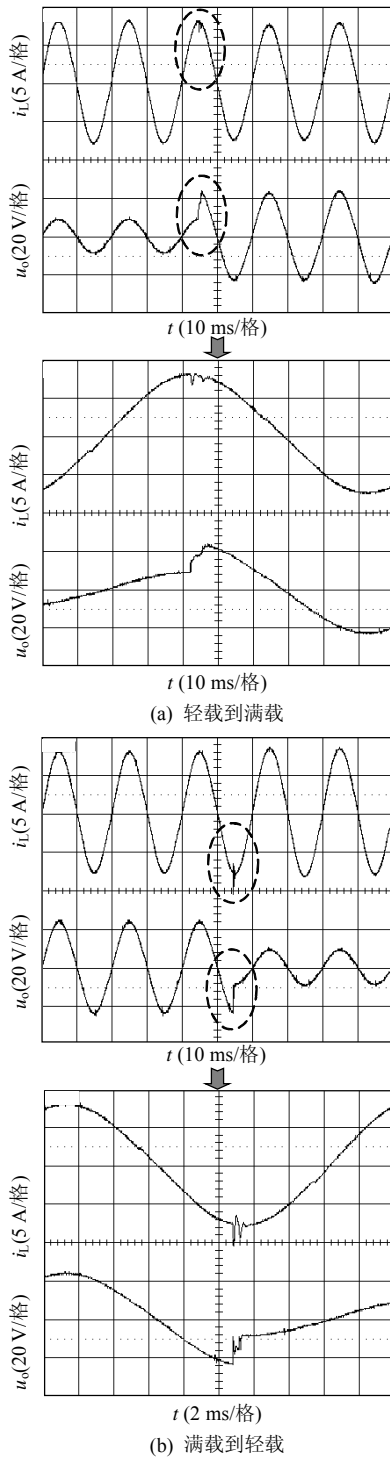


图 4 基于离散无源性滑模变结构控制负载突变时输出电流和输出电压波形
Fig. 4 Output current and voltage waveforms when a sudden load change based on PB-SMC

图 5 为基于离散衰减变速趋近率的离散滑模变结构控制下的负载切换实验波形，此时系统输出电流的响应时间约为 1.6 ms。

由实验结果可知，离散无源性滑模变结构控制策略具有较强的鲁棒性和动态性能。比较图 4、5

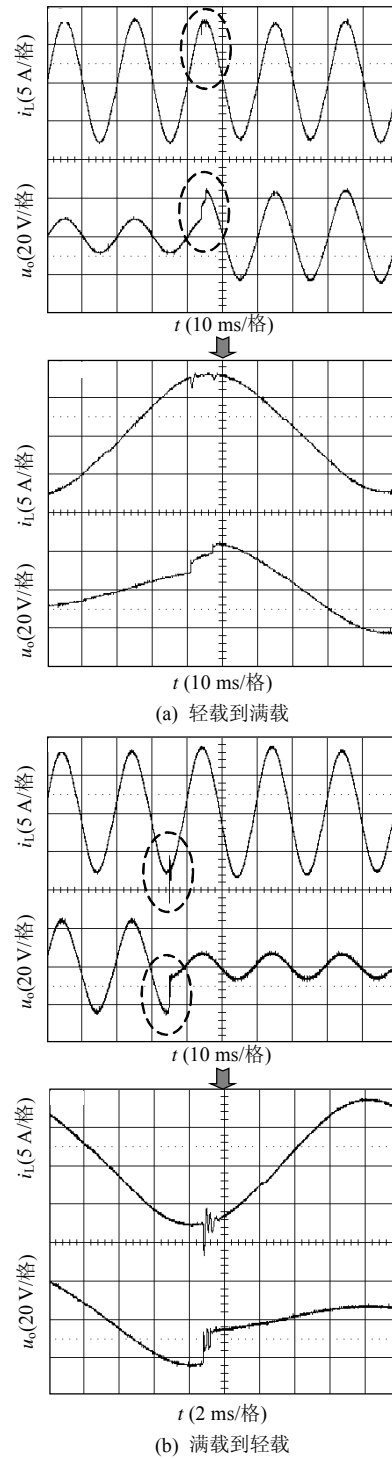


图 5 基于离散衰减变速趋近率的离散滑模变结构控制负载突变时输出电流和输出电压波形
Fig. 5 Output current and voltage waveforms when a sudden load change based on discrete-time attenuating variable rate reaching law SMC

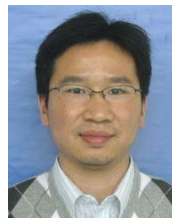
可知，由于无源性控制的引入，在负载突变时恢复时间较短，且减小了系统抖振。因此实验结果验证了基于离散无源性滑模变结构控制的系统具有更好的动态响应。

4 结论

本文提出了一种新颖的离散无源性滑模变结构控制策略,该控制策略被应用于一种基于电流源逆变器的交流功率放大器系统。在电流源逆变器的动态模型基础上,本文给出了该控制器详细的分析与设计过程,同时基于 Lyapunov 定理证明了系统的全局稳定性。实验结果证明,该控制策略既保持了2种控制策略良好的鲁棒性和动态响应等优点,又减小了系统的抖动和超调量,很好地改善了系统的性能。

参考文献

- [1] Li R T H, Chung H S H, Chan T K M. An active modulation technique for single-phase grid-connected CSI[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(4): 1373-1382.
- [2] Tenca P, Rockhill A A, Lipo T M, et al. Current source topology for wind turbines with decreased mains current harmonics, further reducible via functional minimization[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(3): 1143-1155.
- [3] Wiechmann E P, Aqueveque P, Burgos R, et al. On the efficiency of voltage source and current source inverters for high-power drives [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1771-1782.
- [4] 史云鹏, 李君, 徐德鸿, 等. 超导储能系统用四模块组合变流器功率控制设计和实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(21): 160-165.
Shi Yunpeng, Li Jun, Xu Dehong, et al. The design and experiments of the four-modular converters power control for superconducting magnetic energy storage system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(21): 160-165(in Chinese).
- [5] Shen D, Lehn P W. Modeling, analysis and control of a current source inverter-based STATCOM[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2002, 17(1): 248-253.
- [6] Colli V D, Cancelliere P, Marignetti F, et al. Voltage control of current source inverters[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2006, 21(2): 451-458.
- [7] 官二勇, 宋平岗, 叶满园, 等. 电流源型逆变器 SHE-PWM 开关角度的计算方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(17): 62-65.
Guan Eryong, Song Pinggang, Ye Manyuan, et al. A method of solution to SHE-PWM switching angles for CSI[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(17): 62-65(in Chinese).
- [8] Utkin V I. Variable structure systems with sliding modes[J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1977, AC-22(2): 212-222.
- [9] Hung J Y, Gao W B, Hung J C. Variable structure control: a survey [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 2-22.
- [10] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
Liu Jinkun, Sun Fuchun. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control[J]. Control Theory and Applications, 2007, 24(3): 407-418(in Chinese).
- [11] Biel D, Fossas E, Guinjoan F, et al. Application of sliding-mode control to the design of a buck-based sinusoidal generator[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 48(3): 563-571.
- [12] Tai T L, Chen J S. UPS inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 67-75.
- [13] 张黎, 丘水生. 滑模控制逆变器的分析与实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(3): 59-63.
Zhang Li, Qiu Shuisheng. Analysis and experimental study of sliding mode control inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 59-63(in Chinese).
- [14] 许飞, 马皓, 何湘宁. 基于离散变速趋近率控制的电流源逆变器 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 98-102.
Xu Fei, Ma Hao, He Xiangning. A discrete-time variable rate reaching law controlled current-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(33): 98-102(in Chinese).
- [15] Sira-Ramirez H, Perez-Moreno R A, Otega R, et al. Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters [J]. Automatica, 1997, 33(4): 499-513.
- [16] Valderrama G E, Stanković A M, Mattavelli P. Dissipativity-based adaptive and robust control of UPS in unbalanced operation[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(4): 1056-1062.
- [17] Balenciaga F, Puleston P F, Battaiotto P E. Power control of a solar/wind generation system without wind measurement: a passivity/liding mode approach[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2003, 18(4): 501-507.
- [18] 乔树通, 姜建国. 三相 Boost 型 PWM 整流器输出误差无源性控制 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 68-73.
Qiao Shutong, Jiang Jianguo. Output error passivity control of three-phase boost-type PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 68-73(in Chinese).
- [19] 王涛, 肖建, 李冀昆. 感应电机无源性分析及自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 31-34.
Wang Tao, Xiao Jian, Li Jikun. Passivity analysis of induction motor and adaptive control[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(6): 31-34(in Chinese).
- [20] 薛花, 姜建国. 并联型有源滤波器的自适应无源性控制方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 114-118.
Xue Hua, Jiang Jianguo. Study on adaptive passivity-based control strategies of shunt active filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(25): 114-118(in Chinese).
- [21] 张振环, 刘会金, 李琼林, 等. 基于欧拉-拉格朗日模型的单相有源电力滤波器无源性控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 37-44.
Zhang Zhenhuan, Liu Huijin, Li Qionglin, et al. A novel passivity-based control algorithm for single-phase active power filter using euler-lagrange model[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9): 37-44(in Chinese).



许飞

收稿日期: 2009-07-31。

作者简介:

许飞(1981—),男,博士研究生,研究方向为电力电子技术及其应用、电力电子先进控制技术, xufei@zju.edu.cn;

马皓(1969—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子技术及其应用、电力电子先进控制技术、电力电子系统故障诊断, mahao@zju.edu.cn;

何湘宁(1961—),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子技术及其在工业应用方面的研究和工程设计工作。

(编辑 吕鲜艳)