单相Buck-Boost逆变器的全局滑模电流控制

祁良甫¹,鲁世民¹,周剑君¹,王海洋²,周迎宾²

(1.大盛微电科技股份有限公司,河南 许昌 461000;2.东北大学 信息科学与工程学院,辽宁 沈阳 110819)

摘要:为提高非隔离型Buck-Boost逆变器的动态品质和鲁棒性,提出一种全局滑模电流控制策略。该控制策略通过使用电流、电压信息的非线性组合构造全局滑模面函数,同时缓解了右半平面零点对系统稳定性的影响。设计全局变指数趋近律以保证控制器自动满足滑模存在条件,简化等效控制函数的设计过程,并给出滑模控制逆变器的闭环稳定性条件。最后的实验结果表明,该控制策略可保证较高的输出精度,同时能够有效地提升系统的动态品质和鲁棒性。

关键词:Buck-Boost逆变器;全局滑模控制;滑模电流控制;指数趋近律;鲁棒性
 中图分类号:TM72
 文献标识码:A
 DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd19702

Global Sliding Mode Current Control Strategy for Single Phase Buck-Boost Inverter

QI Liangfu¹, LU Shimin¹, ZHOU Jianjun¹, WANG Haiyang², ZHOU Yingbin²

(1. Dasheng Microgrid Technology Co., Ltd., Xuchang 461000, Henan, China;
2. School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, Liaoning, China)

Abstract: In order to improve the dynamic quality and robustness of the non-isolated Buck–Boost inverter, a global sliding mode current control strategy was proposed. By using the nonlinear combination of current and voltage information, the global sliding mode surface function was constructed, meanwhile the impact of the right half plane zero point on the system stability was eliminated. The global exponential reaching law was designed to ensure the controller satisfy existence conditions automatically, simplify the design process of equivalent control function, and give the closed-loop stability condition of the sliding mode control inverter. Experimental results manifest that the proposed strategy has a high output accuracy, and improves the system dynamic quality and robustness.

Key words: Buck-Boost inverter; global sliding mode control(GSMC); sliding mode current control; exponential reaching law; robustness

逆变器作为直流电能转化为交流电能的桥 梁是能量转换、电压变换的核心装置,在新能源 并网发电、电动汽车等电源系统中起着重要作 用。分布式供电系统存在对气候、环境等外部因 素的敏感性问题,其功率传输过程具有明显的随 机性和不确定性,而传统的电流型或电压型逆变 器无法在直流输入电压大范围波动的情况下实 现稳定的交流输出,导致波形质量较差。针对该 问题,单级式逆变器因其结构紧凑、效率高、变压 宽和成本低而受到广泛关注^[1]。Buck-Boost逆 变器是将基本升降压直流变换器通过极性反转 方式构造升降压逆变器,由于其包含了全桥拓 扑,可通过倍频方式减少磁性元件的尺寸,从而 减小体积,同时可通过扩充桥臂移植应用于三相 电输出,具有广阔的应用前景。

经典的 PI 线性定常控制策略是基于状态空间周期平均化建模的控制思想,无法使逆变器具备抗外界干扰和参数摄动的强鲁棒性、良好的调节性能和瞬态特性。滑模控制(sliding mode control, SMC)因其对逆变器变结构系统的天然适应性,具有鲁棒性强、稳定性高、易于实现的特点, 越来越多地应用在逆变器中^[2-3]。为了缩短、甚至

作者简介:祁良甫(1972—),男,本科,工程师,Email:1121943014@qq.com

消除到达阶段以改善系统的鲁棒性和动态响应, 文献[4]通过构造趋近律缩短到达时段,提升了 系统鲁棒性,但未能完全消除该时段。文献[5-6] 提出了全局滑模控制(global sliding mode control,GSMC)策略,利用动态滑模面消除到达时间 段,使系统具备良好的全局鲁棒性。文献[7]以 Buck 直流变换器为例,设计离散全局滑模控制 策略,改善了系统动态阶段的鲁棒性,但由于采 用滞环调制方式实现,开关频率无法保持固定。 文献[8]将全局滑模控制应用在并联逆变系统 中,设计全局鲁棒电压控制器,提高了系统抵抗 参数摄动的能力。由于Boost类变换器的控制 输出传递函数中存在的右半平面零点(right half plane zero, RHPZ)制约了系统稳定性和动态品 质,文献[9]针对Cuk变换器应用滑模控制策略 设计电流模式控制器,在继承了滑模控制强鲁 棒性的同时,有效解决了RHPZ系统动态响应滞 后的问题,提升了变换器输出的响应速度,该方 法对于具有 RHPZ 的 Buck-Boost 变换器电路也 同样适用。

本文提出了一种适于单相 Buck-Boost 逆变 器的全局滑模电流控制策略,选择电流偏差与电 压偏差的非线性组合作为受控状态量,消除 RH-PZ 对系统稳定性的影响;构造全局非线性滑模 面,进一步改善瞬态特性;同时设计全局变指数 趋近律,简化了滑模存在区域的分析与等效控制 函数的设计过程,并给出了控制器参数选择的稳 定性条件。最后通过实验证实了所提控制策略 的可行性和有效性。

1 单相Buck-Boost逆变器动态建模

单相 Buck-Boost 逆变器的拓扑结构如图 1 所示,属于一种极性反转式逆变器。由于前级 Buck-Boost变换器升降压特点,使得该逆变器适 用于输入电压变化范围广的场合。图 2 给出了逆 变器的工作波形。在前半周期内开关 S₁和 S₄同 时导通,输出电压 u₀为正弦正半波;在后半周期 开关 S₂和 S₃同时导通,输出 u₀为正弦负半波,因 而输出电压为标准正弦波。前级变换器输出的 方波幅值 U_{CM}为

$$U_{\rm CM} = \frac{DU_{\rm i}}{(1-D)} \tag{1}$$

式中:D为开关S_a的脉冲占空比;U_i为直流输入电源电压。



假定 U_o为 U_{cm}中基波分量幅值,则 U_o与 U_i之间满足:

$$U_{\rm o}/U_{\rm i} = 4D/[\pi(1-D)]$$
 (2)

当S_a的脉冲占空比按照图2所示正弦排列时,式(2)仍然成立,必须采用有效占空比D计算,且D可以表示为

$$D = 1 - m/\sqrt{2} \tag{3}$$

式中:m为SPWM的调制比,0<m<1。

将式(3)代入式(2),得调制比和输出模式的 控制关系,即

$$m = \sqrt{2} / \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{o}}{U_{i}} + 1\right) \tag{4}$$

求解式(4)可知:当U_o>U_i,即*m*<0.8时,逆变器升 压工作;同理当*m*>0.8时,逆变器降压工作。在实 际应用中,通过合理选择调制比*m*来调节输出电 压的量值。

单相 Buck-Boost 逆变器属于 DC-DC-AC 结构,其电压量值的控制只与前级 DC-DC 环节有关。因此,建模时忽略逆变器中的极性反转环节,逆变器等效为图3 所示的 Buck-Boost型直流开关电路。





$$\begin{cases} u_{\rm L} = L \frac{\mathrm{d}i_{\rm L}}{\mathrm{d}t} = u u_{\rm i} - \bar{u} u_{\rm o} \\ i_{\rm C} = C \frac{\mathrm{d}u_{\rm o}}{\mathrm{d}t} = -\frac{u_{\rm o}}{R} + \bar{u} i_{\rm L} \end{cases}$$
(5)

式中:u为开关S_a的导通状态,u=(0,1); \bar{u} 为u的逆 逻辑, $\bar{u}=1-u$;L为前级Buck-Boost电路电感值; C为两桥臂之间所接电容值; u_i , u_o 分别为输入、输 出电压瞬时值。

选取电感电流误差*x*₁,输出电压误差*x*₂,电流 和电压误差的积分和*x*₃为状态变量,得到Buck-Boost 逆变器的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u\\ f(x) = Ax + D\\ g(x) = B \end{cases}$$
(6)

其中

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L & 0 \\ 1/C & -1/(R_{\rm N}C) & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} -(U_{\rm iN} + u_{\rm o})/L & i_{\rm L}/C & 0 \end{bmatrix}^{\rm T}$$

$$\boldsymbol{D} = [U_{\text{ref}}/L \quad (U_{\text{ref}} - R_{\text{N}}i_{\text{ref}})/(R_{\text{N}}C) \quad 0]^{\text{T}}$$
$$\boldsymbol{x} = [i_{\text{ref}} - i_{\text{L}} \quad U_{\text{ref}} - u_{\text{o}} \quad \int (x_1 + x_2) dt]^{\text{T}}$$

式中:f,g分别为矢量场函数; i_{L} 为前级Buck-Boost 电路电感上的电流。

标称负载电阻 R_N和标称输入电压 U_{iN}可以分 别表示为

$$\begin{cases} R_{\rm N} = 2R_{\rm min}R_{\rm max}/(R_{\rm min} + R_{\rm max}) \\ U_{\rm iN} = (U_{\rm imin} + U_{\rm imax})/2 \end{cases}$$
(7)

式中: R_{min}为允许的负载电阻最小值; R_{max}为允许的负载电阻最大值; U_{imin}为允许的输入电压最小值; U_{imax}为允许的输入电压最大值。

采用放大的输出电压偏差产生瞬时电感电流信号参考值*i*_{ref},即

 $i_{ref} = K (U_{ref} - u_{o})$ (8) 式中:K为输出电压偏差的放大增益; U_{ref} 为参考 电压值。

2 单相Buck-Boost逆变器滑模控制

2.1 三重移相控制原理

Buck-Boost 变换器的传递函数具有右半平 面零点,导致其电压模式受控系统的动态响应滞 后,同时限制了补偿网络的带宽^[10-11]。因此,在滑 模控制器中使用*x*₁,*x*₂和*x*₃作为受控状态量:利用

电压偏差调节输出精度,电流信息使电感电流接 近参考值,引入附加积分项减少稳态误差。采用 电流模式控制加快 RHPZ 系统的动态响应速度, 同时构造全局滑模切换函数消除滑模运动的趋 近过程,进一步改善瞬态特性。选取全局带电流 滑模面函数:

$$S(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{3} k_i [x_i(t) - e^{-\alpha_i t} x_i(0)]$$
(9)

式中:k_i, a_i(i=1,2,3)分别为待选的滑模系数和滑态移动参数。

式(9)满足了全局滑模控制要求的初值、终值与 可导条件^[7]。另外,必须满足局部可导性条件:

$$\lim_{S \to 0} S \cdot \dot{S} < 0 = \begin{cases} L_{f+g} S < 0 & S > 0 \\ L_{f} S > 0 & S < 0 \end{cases}$$

 $\Rightarrow L_g S < 0$

(10)

其中

$$L_{f+g}S = L_{f}S + L_{g}S$$
$$L_{f}S = \nabla S(\mathbf{x}) \cdot \boldsymbol{f}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{3} \frac{\partial S(\mathbf{x})}{\partial x_{i}} \cdot \boldsymbol{f}(\mathbf{x})$$
$$L_{g}S = \nabla S(\mathbf{x}) \cdot \boldsymbol{g}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{3} \frac{\partial S(\mathbf{x})}{\partial x_{i}} \cdot \boldsymbol{g}(\mathbf{x})$$

式中: $L_{f}S$ 和 $L_{g}S$ 分别为标量函数S对矢量场f和g的李导数。

根据系统运动的不变性^[12],得到等效控制 *u*_{eq} 如下式:

$$\dot{S} = L_{f+g u_{eq}} S = 0 \Longrightarrow u_{eq} = -L_f S / (L_g S)$$
(11)

$$\ddagger \psi \qquad L_{f+g u_{eq}} S = L_f S + u_{eq} L_g S$$

考虑到系统参数摄动和外部干扰,加入切换 控制 u,保证系统轨线总是沿着滑模面运动,得到 全局滑模控制函数 u。为

$$u_{\rm g} = u_{\rm eq} + u_{\rm v} \tag{12}$$

其中
$$u_v = M | x_2 | \operatorname{sgn}(S)$$

式中:M为切换增益。

M影响抗干扰能力和输出抖振程度,随着M的增加,系统抗干扰能力增强但同时加剧了抖振。同时引入状态变量x₂,当输出偏差接近于0时,削弱切换控制作用,减轻系统抖振。

2.2 全局变指数趋近律

S的高度非线性导致式(10)的存在条件分析 计算量较大,对式(12)的全局控制函数设计造成 了困扰。因此,构造全局变指数趋近律:

$$\dot{S} = -\varepsilon |x_2| \operatorname{sgn}(S) - qS \quad \varepsilon > 0, \ q > 0$$
 (13)

易证式(13)中的趋近律自动满足存在条件 SS<0,简化了滑模存在域的分析过程和全局滑 模控制函数的设计过程。进一步求取控制函数 ug,式(9)对时间t求取导数,并联合式(6)得到:

 $\dot{S} = \boldsymbol{J} \left[\boldsymbol{A} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B} \boldsymbol{u} + \boldsymbol{D} + \boldsymbol{H} \boldsymbol{E}(t) \boldsymbol{X}(0) \right] \quad (14)$ 其中

$$J = [k_1 k_2 k_3]$$

$$E(t) = \text{diag}(e^{-a_1}, e^{-a_2}, e^{-a_3})$$

$$H = \text{diag}(a_1, a_2, a_3)$$

$$X(0) = \text{diag}(x_1(0), x_2(0), x_3(0))$$

$$\Re \overrightarrow{D} \overrightarrow{L}(13), \overrightarrow{L}(14) \cancel{A} \cancel{B} \cancel{D} :$$

$$-\varepsilon |x_2| \text{sgn}(S) - qS = J [Ax + Bu + D + C]$$

$$HE(t)X(0)$$
] (15)

将连续信号*u*_g替换式(15)中的离散输入*u*, 整理得到等效全局滑模控制函数*u*_o,即

$$u_{g} = \frac{L\left[k_{1}u_{o} - \frac{k_{2}i_{C}}{C} + k_{3}(K+1)\left(U_{ref} - u_{o}\right) - k_{3}i_{L} + \Delta\right]}{k_{1}\left(U_{iN} + u_{o}\right)}$$
(16)

其中

$$\Delta = \sum_{i=1}^{3} k_i \alpha_i e^{-\alpha_i t} x_i(0) + \varepsilon \left| U_{\text{ref}} - u_o \right| \operatorname{sgn}(S) + qS$$

2.3 稳定性分析

滑模电流控制器的运动方程 S=0 由电压和电 流状态量组成,无法利用 Ackermann 无静差设计 公式进行解析求解以达到控制器自动稳定的目 的。因此,这里采用线性等效控制方法,首先推 导系统的理想滑模动态,然后分析平衡工作点, 最后得出控制器的稳定条件。

2.3.1 理想滑模动态

将全局等效控制 u_a 替换状态方程式(5)中的 离散输入 u,得到理想的滑模连续系统为

$$\begin{cases} L \frac{di_{\rm L}}{dt} = u_{\rm L} = u_{\rm g} (u_{\rm i} + u_{\rm o}) - u_{\rm o} \\ C \frac{du_{\rm o}}{dt} = i_{\rm C} = (1 - u_{\rm g})i_{\rm L} - \frac{u_{\rm o}}{R} \end{cases}$$
(17)

将式(16)代入式(17),得到全局滑模电流控制 Buck-Boost 逆变器的理想滑动动态方程:

$$\begin{cases} \frac{di_{\rm L}}{dt} = \frac{u_{\rm o}(L-1)}{L} - \frac{k_{2}i_{\rm C}}{k_{1}C} + \\ \frac{k_{3}(K+1)(U_{\rm ref} - u_{\rm o}) - k_{3}i_{\rm L} + \Delta}{k_{1}} \\ \frac{du_{\rm o}}{dt} = \frac{i_{\rm L}}{C} - \frac{k_{1}u_{\rm o}i_{\rm L}L + Lk_{2}i_{\rm C}i_{\rm L}}{k_{1}C(U_{\rm iN} + u_{\rm o})} - \frac{u_{\rm o}}{RC} + \\ \frac{i_{\rm L}Lk_{3}(K+1)(U_{\rm ref} - u_{\rm o}) - Lk_{3}i_{\rm L}^{2} + Li_{\rm L}\Delta}{k_{1}C(U_{\rm iN} + u_{\rm o})} \end{cases}$$
(18)

2.3.2 平衡工作点分析

假设滑模面 S=0上存在平衡工作点 O, O 表示一个稳定的吸引子, 滑模运动收敛于该点 且有 di_L/dt=du_o/dt=0, 得到平衡点 O处的系统 方程为

$$I_{\rm L} = \frac{U_{\rm o}(U_{\rm o} + U_{\rm i})}{U_{\rm i}R_{\rm L}}$$
(19)

式中:*I*_L, *U*_i, *U*_o, *R*_L分别为平衡点 *O* 处的电感电流、输入电压、输出电压和负载电阻。

2.3.3 滑模动态线性化

将滑模动态在平衡点O附近线性化,同时考虑到系统运行进入稳态,即t→+∞时存在如下条件:

$$\begin{cases} U_{\text{ref}} - u_{\text{o}} = 0 \\ I_{\text{ref}} - I_{\text{L}} = 0 \end{cases} \stackrel{\text{IL}}{=} \begin{cases} U_{\text{o}} >> \tilde{u}_{\text{o}} \\ I_{\text{L}} >> \tilde{i}_{\text{L}} \end{cases}$$
(20)

联立式(17)~式(19),分离平衡点O处的交流分量,得到:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_{L}}{dt} = f_{11}\tilde{i}_{L} + f_{12}\tilde{u}_{o} \\ \frac{d\tilde{u}_{o}}{dt} = f_{21}\tilde{i}_{L} + f_{22}\tilde{u}_{o} \end{cases}$$
(21)

其中

$$f_{11} = \frac{k_2 U_i R - k_3 U_i R C}{Ck_1 U_i R - Lk_2 U_o}$$

$$f_{12} = \frac{k_3 [U_i - U_i R C (K + 1) + \frac{U_o U_i}{U_i + U_o} - CU_o]}{Ck_1 U_i R - Lk_2 U_o} + \frac{k_3 [U_i - U_i R C (K + 1) + \frac{U_o U_i}{U_i + U_o} - CU_o]}{Ck_1 U_i R - Lk_2 U_o}$$

$$f_{21} = \frac{\frac{k_1 U_i^2 R}{U_i + U_o} + \frac{k_2 L U_o U_i}{C (U_i + U_o)} - 2k_3 L U_o}{Ck_1 U_i R - Lk_2 U_o}$$

$$f_{22} = \frac{\frac{k_2 L U_o}{R C} - k_3 L (K + 1) U_o}{Ck_1 U_i R - Lk_2 U_o} - \frac{1}{R C}$$

$$ist the the two the$$

$$\begin{cases} f_{11} + f_{22} < 0\\ f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21} > 0 \end{cases}$$
(23)
在 $f_{11}+f_{22}<0$ 情况下,稳定性条件为

在
$$f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21} > 0$$
情况下,稳定性条件为
 $\left(\frac{k_{2}U_{i}}{C} - k_{3}U_{i}\right) \left[\frac{2k_{2}LU_{o}}{RC} - k_{3}L(K+1)U_{o} - k_{1}U_{i}\right] >$
 $\left[\frac{k_{1}U_{i}^{2}R}{U_{i}+U_{o}} + \frac{k_{2}LU_{i}U_{o}}{C(U_{i}+U_{o})} - 2k_{3}LU_{o}\right] \times \left\{\frac{k_{1}U_{o}U_{i}RC}{L(U_{o}+U_{i})} + k_{2}U_{o}(1+L) + k_{3}[U_{i} - U_{i}RC(K+1) + \frac{U_{o}U_{i}}{U_{i}+U_{o}} - CU_{o}]\right\}$
(25)

由于变指数趋近律优化下的控制函数 ug 自动满足存在条件,所以只需根据式(24)和式 (25)设计控制器的滑模系数以保证系统的闭 环稳定性。

3 实验分析

搭建 Buck-Boost 逆变器实验平台进行验证。 其中,主电路开关管 IGBT 型号为 IKW40T120;桥 臂开关管 MOS 型号为 IRF460;控制器 DSP 的型 号为 TMS329F2812;电能质量分析仪采用 Fluke 的 Fluke434。主要实验参数为:可编程直流电源 提供直流输入电压,输出电压 u_o=30sin(πt),L= 10 mH,C=2 200 μH。根据滑动系数选取经验方 法^[9],增加 k₃/k₁可以改善稳态调节性能,但会加 剧动态响应振荡和超调程度;增加 k₂/k₁可减轻振 荡且使超调量减小,从而缩短调节时间,但由于 受到电容双向电流的限制,可调节范围很小。为 了保证快速的动态响应,缩短滑态移动时间,将 滑态移动参数 a_i选取为滑模参数 k_i的整数倍^[7]。 本文按照上述经验选取方法,经过调试对比,最 终选取 k₁=a₁=11.475, k₂=a₂=0.078, k₃=a₃=1.154。

图4是带电流滑模面全局滑模控制的单相 Buck-Boost 逆变器在输入电压为30 V时的输出 电压、电流稳态波形以及用电能质量分析仪测 出的电压谐波含量,此时输出电压为30.2 V,电 压谐波含量为0.6%。表1和表2分别给出了逆 变器的电源和负载调节特性数据。可以看出, 提出的控制策略具有较好的调节精度和波形跟 踪能力。



and THD of GSMC inverter

表1 电源调节特性

Tab. 1 Power regulation features

			_
输入电压/	V 输出电压/V	误差率/%	
40	30.5	1.6	
30	30.2	0.6	
20	29.7	1.0	
10	29.6	1.3	
	表2 负载调节特性		

Tab.2 Load regulation fe	atures
--------------------------	--------

负载电阻/Ω	输出电压/V	误差率/%
12	29.9	0.3
9	29.7	1.0
6	30.2	0.7
3	30.3	1.0

图 5~图 7 分别是输入电压扰动时传统 PI 控制、常规滑模电流控制(current sliding mode control, CSMC)和GSMC 控制的逆变器输出电压、电流波形以及输出电压的 THD。

实验结果表明:PI控制下单相Buck-Boost逆 变器的稳态输出虽然也具有较为理想的波形,但 当输入电压出现扰动时,其波形畸变较大,输出电 压THD达到3.4%,调节时间约为4ms;而CSMC 控制下的输出电压波形畸变程度降低,THD约为 2.9%,但调节时间未得到明显改善;相比以上2种 方法,本文提出的GSMC控制不仅具有较小的 THD(约为2.2%),调节时间更短,约为1ms。

图 8 是 PI 控制、CSMC 控制和 GSMC 控制的

逆变器负载扰动实验波形。对于PI控制,当负载 突变时,RHPZ导致逆变器的输出电压在负载电 流增大时先降低,经过一定时间后恢复至稳定, 整个动态过程较长(约为6ms)且不具备强鲁棒 性和抗干扰能力。而对于CSMC控制,虽然电压 跌落得到了解决,但由于到达阶段的存在,响应 时间仍然较长(约为5ms);相比之下,由于非线 性滑模面的作用,GSMC控制下的逆变器输出可 以快速地回归至稳定值(响应时间约为2ms),呈 现出强鲁棒性和较好的瞬态特性。





4 结论

为了改善系统的瞬态特性、提升抵御参数摄动和外部干扰的能力以适应分布式供电过程中间

歇性、随机性的特点,本文针对单相Buck-Boost逆 变器提出了一种带电流滑模面的全局滑模控制策 略,通过使用电流模式控制来监测和跟踪电感电 流的参考值,保证 RHPZ 系统获得快速的动态响 应;构造全局滑模面函数和全局变指数趋近律,消 除瞬态过程中的到达阶段并简化控制器的分析和 设计过程;利用等效线性控制方法,分析了滑模控 制系统的闭环稳定性条件。实验结果表明,该控 制策略可在较高的调节精度之上,有效地改善逆 变器的动态响应品质,提高系统鲁棒性。

参考文献

- [1] Nikhil S, Jai G S. A Novel Single-stage Single-phase Reconfigurable Inverter Topology for a Solar Powered Hybrid AC/ DC Home [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4):2820-2828.
- [2] Freddy F B, Hugo V B, Josep M B M, et al. Using the Sliding-mode Control Approach for Analysis and Design of the Boost Inverter [J]. IET Power Electronics, 2017, 9(8):1625-1634.
- [3] 游国栋,李继生,侯勇,等.单相光伏并网逆变器的反步滑 模控制策略[J].电网技术,2015,39(4):916-923.
- [4] Gao Weibing, Wang Yufu, Homaifa A. Discrete-time Variable Structure Control Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(2); 117-122.
- [5] Park K B, Lee J J, Alper D A. Variable Structure Controller for Robot Manipulators Using Time-varying Sliding Surface

[C]//IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1993:89-93.

- [6] 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.
- [7] Yu N, Xu Jianping, Lu S. Study of Discrete Global Sliding Mode Control for Switching DC-DC Converter [J]. Journal of Circuit, System and Computers, 2011, 20(6):1197-1207.
- [8] 陈智勇, 罗安, 陈燕东, 等. 逆变器并联的自适应滑模全局
 鲁棒电压控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13):
 3272-3282.
- [9] Tan S C, Lai Y M. Constant-frequency Reduced-state Sliding Mode Current Controller for Cuk Converters [J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4):466-477.
- [10] Martinez S L, Garcia G, Lahore O M C. Start-up Control and Voltage Regulation in a Boost Converter Under Sliding-mode Operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4637-4649.
- [11] Fernao P V, Fernao S J. Half-bridge Single-phase Buck-Boost Type AC-DC Converter with Sliding-mode Control of the Input Source Current [J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2000, 147(1):61-67.
- [12] Abrishamifar A, Ahmad A A, Mohamadian M. Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-phase Unipolar Inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5):2507-2514.

收稿日期:2018-11-17 修改稿日期:2019-02-20