

# 含耦合电感的三相五电平整流器积分滑模控制

朱艺锋<sup>1,2</sup>, 李岩<sup>1,2</sup>, 张紫阳<sup>1,2</sup>, 赵海龙<sup>1,2</sup>, 王浩<sup>1,2</sup>

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 焦作 454003;

2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 焦作 454003)

**摘要:** 多电平整流器在高压大功率场合具有广阔应用场景。该文对含耦合电感的三相五电平整流器进行研究, 首先, 分析了三相五电平整流器的工作原理并建立了数学模型。其次, 针对传统滑模控制应用于该整流器存在稳态误差的问题, 提出融合比例积分的非线性积分滑模控制策略, 实现了整流器输出电压的无差跟踪, 并利用李雅普诺夫函数验证了针对该整流器所设计积分滑模控制的稳定性。最终, 以负序电压注入的方法解决了由于整流器含有多个直流输出而固有的输出电压不平衡问题, 并对所提控制方法进行了仿真与实验, 验证了其正确性和有效性。

**关键词:** 耦合电感; 多电平整流器; 稳态误差; 积分滑模; 负序电压注入

## Integral Sliding Mode Control of Three-phase Five-level Rectifier with Coupled Inductors

ZHU Yifeng<sup>1,2</sup>, LI Yan<sup>1,2</sup>, ZHANG Ziyang<sup>1,2</sup>, ZHAO Hailong<sup>1,2</sup>, WANG Hao<sup>1,2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China)

**Abstract:** Multilevel rectifiers have broad application scenarios in high voltage and high power applications. In this paper, the three-phase five-level rectifier with coupled inductor was studied. The first step was to analyze the working principle of the three-phase five-level rectifier and established a mathematical model. Secondly, in view of the problem of steady-state error when traditional sliding mode control was applied to the rectifier, a nonlinear integral sliding mode control strategy fused with proportional integral was proposed, which realized the differential tracking of the output voltage of the rectifier. And the Lyapunov function was used to verify the stability of the integral sliding mode control of the designed rectifier. Finally, the negative-sequence voltage injection method was adopted to solve the inherent output voltage imbalance problem of the rectifier with multiple DC outputs, and the proposed control method was simulated and tested to verify its correctness and effectiveness.

**Key words:** coupled inductance; multilevel rectifier; steady-state error; integral sliding mode; negative sequence voltage injection

## 0 引言

多电平整流器具有输出功率大、电压应力低、电能质量高等优点, 在轨道牵引、高压直流输电系统中具有巨大优势, 尤其在高压大功率场合具有广阔的前景<sup>[1-4]</sup>。

二极管钳位型拓扑结构提出时间最早, 提高了整流器的耐压水平, 降低了谐波含量, 但存在开关损耗不平衡、电容电压失衡等问题。飞跨电容钳位型拓扑结构不需考虑二极管均压问题, 且开关选择

更灵活, 但电力电子装置中电容的失效率较高, 系统的可靠性会因为增加电容而受到影响, 并且系统的体积和成本也会提高。级联 H 桥拓扑易于封装和扩展, 但扩展电平时需要大量增加元器件, 也需考虑电容电压平衡<sup>[5-8]</sup>。越来越多的学者开始关注多电平变流器的拓扑优化。文献[9]为优化多电平变流器的拓扑而提出了一种单相级联七电平逆变器, 该拓扑减少了开关器件, 优化了电路结构。文献[10]设计了新型飞跨电容型 Zeta 多电平逆变器, 该拓扑可以单级升降压逆变。文献[11]提出了含耦合电感的五电平拓扑, 该拓扑减少了开关器件的使用, 且不需考虑电容电压平衡问题。目前多电平拓扑的研究除了集中于单相拓扑之外, 也增加了很多对三相多电平拓扑的研究。

基金资助项目: 国家自然科学基金(U1804143); 河南省自然科学基金(212300410147); 河南省科技攻关计划(192102210228)。Project supported by National Natural Science Foundation of China (U1804143), Natural Science Foundation of Henan Province (212300410147), Science and Technology Planning Project of Henan Province of China(192102210228)。

三相多电平电路通常具有多个直流侧负载，直流侧电压会因某些线路扰动或参数等影响引起不平衡的问题。级联 H 桥解决相间电压问题采用三级平衡控制，相内、相间和全局电压平衡控制<sup>[12-13]</sup>。由于三相五电平整流器的拓扑特性，无需考虑相内和全局电压平衡，仅需平衡相间电压即可。相间电压平衡主流方法采用零序电压注入和负序电压注入。零序电压注入调节能力有限<sup>[14-15]</sup>，本文使用负序电压注入来平衡相间电压。

滑模控制(sliding mode control, SMC)具有鲁棒性强、动态性能好、在系统进入滑模运动后对参数不敏感等优点<sup>[16]</sup>。在滑模控制中多采用趋近律方法来进行控制系统设计，选取合适的趋近律既能使状态变量迅速到达滑模面，又能削弱到达滑模面后的抖振<sup>[17-18]</sup>。文献[19]基于 buck 变换器设计了一种积分滑模控制(integral sliding mode control, ISMC)策略，但并未优化积分部分，影响了控制器的动态性能。文献[20]在永磁交流伺服系统中提出一种全局鲁棒特性的积分滑模控制器，但需要观测当前转矩，控制复杂。文献[21]指出了采用幂次趋近律方法设计滑模控制存在稳态误差的原因，但其非线性函数设计包含根号和绝对值，且参数过多，设计繁杂。

本文构建了一种含耦合电感的三相五电平电路，分析其工作原理，并得到该拓扑的数学模型。

基于此数学模型进行控制器设计，外环设计采用非线性积分滑模控制，内环则采用 PI 控制，又引入负序电压注入来平衡相间电压。最后对提出的

ISMC、传统的 SMC 以及 PI 控制进行仿真与实验比较，对注入负序电压前后的整流器电路进行了实验。

## 1 整流器拓扑工作原理与建模

### 1.1 整流器拓扑

图 1 是含耦合电感的三相五电平整流器的主电路拓扑结构，图中  $u_{si}$ 、 $i_{si}$  分别为含耦合电感的三相五电平整流器的网侧电压和电流(下标  $i=a、b、c$ ，以下分析中的下标  $i$  均相同)； $a、b、c$  为三相电压的输入点， $n$  点为中性点； $L_{si}$  为三相网侧电感； $L_{i1}$ 、 $L_{i2}$  分别为三相的耦合电感，耦合电感值为  $M$ ； $x_i$ 、 $y_i$ 、 $z_i$  分别为其与电路连接的 3 个节点； $C_i$  为直流侧电容； $R_i$  为负载电阻； $u_{dci}$  为直流侧输出电压； $S_1$ — $S_{18}$  为功率开关管，该拓扑每相共有 3 个桥臂，同一的桥臂的上下功率开关管互补导通； $i_{xi}$  和  $i_{yi}$  分别为流经耦合电感  $L_{i1}$  和  $L_{i2}$  的电流； $i_{zi}$  为流出  $z_i$  点的电流。

### 1.2 工作原理

基于图 1 可以分析三相五电平整流器的工作原理。该整流器依靠耦合电感来实现输入侧电压的五电平，由耦合电感的电压公式可得：

$$\begin{cases} (M + L_{\sigma}) \frac{di_{xi}}{dt} - M \frac{di_{yi}}{dt} = u_{xin} - u_{zin} \\ (M + L_{\sigma}) \frac{di_{yi}}{dt} - M \frac{di_{xi}}{dt} = u_{yin} - u_{zin} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $L_{\sigma}$  为耦合电感的漏感值； $u_{xin}$  为  $x_i$  点和  $n$  点之间的电压； $u_{yin}$  为  $y_i$  点和  $n$  点之间的电压； $u_{zin}$  为  $z_i$  点和  $n$  点之间的电压。

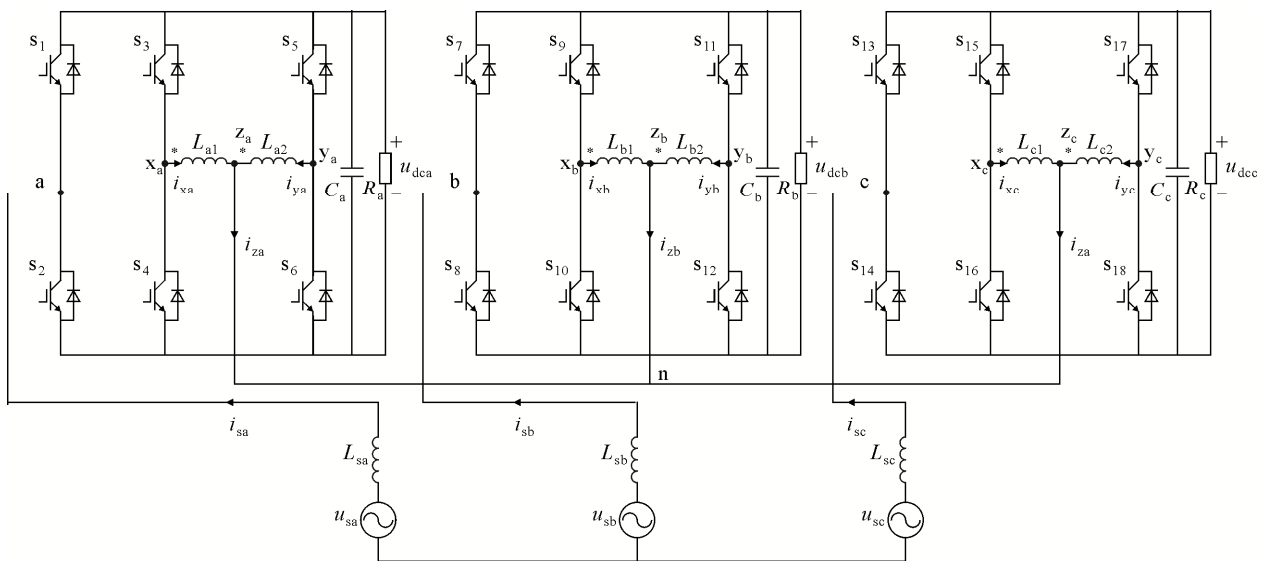


图 1 含耦合电感的三相五电平拓扑

Fig.1 Three-phase five-level topology with coupled inductors

根据基尔霍夫电流定律, 可得:

$$i_{xi} + i_{yi} = i_{zi} = i_{si} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)中, 可得:

$$u_{zin} = (u_{xin} + u_{yin} - L_{\sigma} \frac{di_{si}}{dt}) / 2 \quad (3)$$

一般电感的漏感值被设计的非常小, 通常忽略其影响, 因此式(3)可以写成:

$$u_{zin} = (u_{xin} + u_{yin}) / 2 \quad (4)$$

则输入电压  $u_{iz}$  的计算式为:

$$u_{iz} = u_{in} - u_{zin} = u_{in} - (u_{xin} + u_{yin}) / 2 \quad (5)$$

式中:  $u_{in}$  为  $i$  点和  $n$  点之间的电压。

设  $T_{ij}$  表示三相各桥臂的开关状态, 下标  $j$  代表第  $j$  桥臂,  $j=1, 2, 3$ 。可以求得理想二值逻辑开关函数为:

$$T_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{上管导通} \\ 0, & \text{下管导通} \end{cases} \quad (6)$$

开关函数可表示为:

$$S_i = T_{i1} - (T_{i2} + T_{i3}) \quad (7)$$

由式(3)—式(7)可得该拓扑的具体开关状态, 如表 1 所示, 其中输入电压与电压关系均为  $u_{dc}$  的倍数。

为便于理解, 现以 A 相为例, 对一种开关状态对应的电压关系进行分析。图 2 表示 A 相输入电压  $u_{az}=u_{dc}$  时的电路工作状态,  $u_{dc}$  表示直流侧电压。

当 A 相交流侧输入电压满足  $u_{az}=u_{dc}$  时, 功率开关管  $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_6$  处于闭合状态, 而  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_5$  断开, 此时  $x_a$  点、 $y_a$  点与  $n$  点电势相同, 则有:

$$u_{xan} = u_{yan} = 0$$

由式(5)可以算出整流器 A 相输入电压为:

$$u_{az} = u_{an} - 0 = u_{dc}$$

其余开关管对应工作状态分析类似, 同样 B、C 相与 A 相的原理一致, 在此不再赘述。

### 1.3 数学模型

对于图 1 所示拓扑, 忽略线路电阻与滤波电感  $L_{si}$  内阻, 为便于公式表示,  $L_{si}$ 、 $C_i$ 、 $R_i$  用  $L$ 、 $C$ 、 $R$  表示, 应用 KCL 和 KVL 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_{si}}{dt} = u_{si} - S_i u_{dci} \\ C \frac{du_{dci}}{dt} = S_i i_{si} - \frac{u_{dci}}{R} \end{cases} \quad (8)$$

$u_{dci}$  在给定值  $u_{dc}^*$  附近略微波动, 式(8)简化为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{si}}{dt} = u_{si} - S_i u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_i i_{si} - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} \quad (9)$$

表 1 三相五电平整流器开关状态

输入电压 $u_{iz}$	开关状态			电压关系			
	$T_{i1}$	$T_{i2}$	$T_{i3}$	$u_{in}$	$u_{xin}$	$u_{yin}$	$u_{zin}$
1	1	0	0	1	0	0	0
1/2	1	0	1	1	0	1	1/2
1/2	1	1	0	1	1	0	1/2
0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0
-1/2	0	0	1	0	0	1	1/2
-1/2	0	1	0	0	1	0	1/2
-1	0	1	1	0	1	1	1

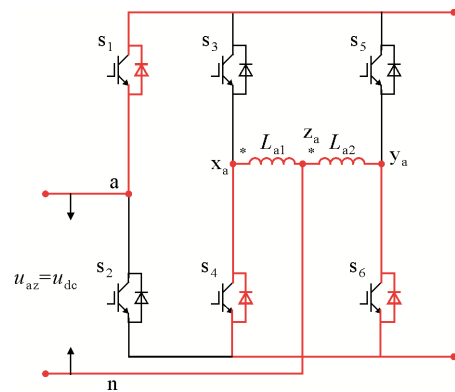


图 2 A 相一种输入电压对应的开关状态

Fig.2 A-phase switch state corresponding to an input voltage

式中:  $u_{si}$ 、 $i_{si}$  分别代表三相的网侧电压和电流。

对式(9)进行 park 变换, 得到  $d-q$  坐标系下的含耦合电感的三相五电平整流器动态方程为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_{sd} - u_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = u_{sq} - u_q - \omega Li_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$ 、 $i_d$ 、 $i_q$  分别为网侧电压、电流在  $d-q$  坐标系下的分量;  $u_d$ 、 $u_q$  分别为输入电压在  $d-q$  坐标系下的分量;  $S_d$ 、 $S_q$  分别为  $d-q$  坐标轴下数学模型的输入控制变量,  $S_d$  可以控制三相五电平整流器直流侧电压  $u_{dc}$ ,  $S_q$  可以调节整流器的无功指令电流  $i_q$ ;  $\omega$  为角频率。

## 2 滑模控制设计

### 2.1 传统滑控制设计

滑模控制的设计思想是改变系统的控制律, 使其迅速到达所设定的滑模面, 并沿滑模面按照预定运动轨迹做滑动模态运动, 最终实现系统误差的最小化。在三相五电平整流器中, 滑模控制被用于设计电压外环。

首先根据式(10)建立直流侧电压误差的状态方程,当系统到达稳态时有  $di_d/dt=di_q/dt=0, i_q=0, u_{sq}=0$ , 将其代入式(10)得:

$$\begin{cases} S_d = \frac{u_{sd}}{u_{dc}} \\ S_q = \frac{\omega L i_d}{u_{dc}} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{1}{CR}u_{dc} + \frac{S_d}{C}i_d \end{cases} \quad (11)$$

根据式(11)可得:

$$\frac{du}{dt} = Au + BI \quad (12)$$

式中:  $A=-1/CR; u=u_{dc}; B=S_d/C; I=i_d$ 。

将参考值  $u^*$  与  $I^*$  代入式(12), 得:

$$\frac{du^*}{dt} = Au^* + BI^* \quad (13)$$

式(12)和式(13)作差可得:

$$\frac{de}{dt} = A(u^* - u) + B(I^* - I) \quad (14)$$

式中:  $e$  是直流侧电压误差,  $e=u_{dc}^* - u_{dc}$ 。

选取  $e$  为滑模面, 得:

$$S_1 = e = u_{dc}^* - u_{dc} \quad (15)$$

接下来设计控制律  $I$  如式(16)、(17)所示, 其中  $I_{eq}$  为等价控制,  $I_n$  为不连续项,  $k$  为常数且  $k>0$ ,  $\text{sign}$  为符号函数。

$$I = I_{eq} + I_n \quad (16)$$

$$\begin{cases} I_{eq} = B^{-1}(-Au) \\ I_n = kB^{-1}\text{sign}(S_1) \end{cases} \quad (17)$$

趋近律方法既能使所控量迅速到达滑模面, 又能够减小到达后的抖振, 将幂次趋近律引入滑模控制得:

$$\begin{cases} I_{eq} = B^{-1}(-Au) \\ I_n = kB^{-1}|S_1|^\varepsilon \text{sign}(S_1) \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $\varepsilon$  为常数,  $0<\varepsilon<1$ 。

### 2.2 积分滑模控制设计

在上述设计流程中, 并未考虑在控制律中引入积分项, 这会导致所设计的控制系统存在一定稳态误差。为消除稳态误差, 可将积分项引入滑模面中, 进而重新设计滑模面为:

$$S_2 = e + a \int edt \quad (19)$$

式中:  $a$  为积分项系数,  $a>0$ 。

但在引入积分项后, 系统启动瞬间因误差过大导致积分项过饱和, 进而产生较大的超调, 减缓系统的

启动速度。为削弱一般积分带来的影响, 可采用非线性积分函数优化滑模控制。积分函数起到放大误差以及限制饱和的作用, 因此设计一种简单的非线性积分函数, 函数图像如图3所示, 其数学表达式为:

$$f(e) = \begin{cases} \frac{b^2}{4}, & e > \frac{b}{2} \\ -e^2 + be, & 0 < e \leq \frac{b}{2} \\ e^2 + be, & -\frac{b}{2} \leq e \leq 0 \\ -\frac{b^2}{4}, & e < -\frac{b}{2} \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $b$  为正常数。 $b$  的取值会影响系统的超调量和动态响应能力, 即: 当  $b$  取值过小时, 函数里放大误差的部分会缩小; 当  $b$  取值过大时, 函数限制饱和的部分反而缩小。

图4为  $b$  的取值对控制效果的影响, 随着  $b$  的增大, 超调量增大, 但超调量增大的速度逐渐降低; 此外, 系统启动时间将会减小, 但其启动时间减小速率逐渐下降, 故  $b$  的取值可以于 2~5 之间折中选取。

因此滑模面可设计为:

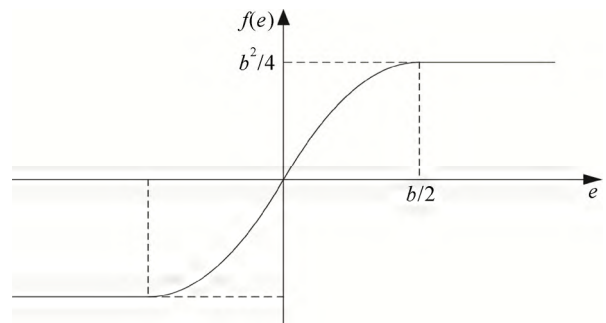


图3 一种简单的非线性函数

Fig.3 A simple nonlinear function

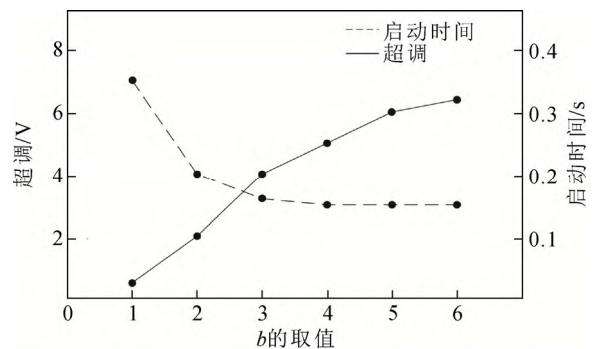


图4 非线性函数中参数  $b$  的取值对启动过程的影响

Fig.4 Influence of parameter  $b$  in nonlinear functions on the starting process

$$S_2 = e + a \int f(e) dt \quad (21)$$

同样, 控制律  $I'$  设计为:

$$I' = I'_{eq} + I'_n \quad (22)$$

$$\begin{cases} I'_{eq} = B^{-1}(-Au) \\ I'_n = kB^{-1} |S_2|^\epsilon \text{sign}(S_2) + aB^{-1}f(e) \end{cases} \quad (23)$$

接下来进行稳定性的证明, 设 Lyapunov function 为:

$$V = \frac{1}{2} S_2^2 \quad (24)$$

则有  $V > 0$ ,  $V$  代表李雅普诺夫函数。对  $V$  求导可得:

$$\dot{V} = S_2 \dot{S}_2 \quad (25)$$

将式(12)、(22)代入式(25), 可以得到:

$$\dot{V} = S_2 \left( \frac{du^*}{dt} - k |S_2|^\epsilon \text{sign}(S_2) \right) \quad (26)$$

稳态时有  $du^*/dt=0$ , 则式(26)化简为:

$$\dot{V} = S_2 (-k |S_2|^\epsilon \text{sign}(S_2)) \quad (27)$$

由于  $S_2 \text{sign}(S_2) > 0$ , 且  $k |S_2|^\epsilon > 0$ , 则  $\dot{V} < 0$ , 即  $\dot{V}$  负定, 故该系统稳定。图 5 是积分滑模控制策略图。

### 3 相间电压平衡

含耦合电感的三相五电平整流电路有 3 个直流侧, 当电路参数不一致或者三相负载不平衡等情况下, 三相直流侧电压可能会失衡。本文运用负序电压注入处理相间电压失衡的情况。

当电网电压平且不含任何负序电压时, 网侧电流、电压可表示为:

$$\begin{cases} i_{sa} = I_p \sin(\omega t + \delta_p) + I_n \sin(\omega t + \delta_n) \\ i_{sb} = I_p \sin(\omega t + \delta_p - \frac{2\pi}{3}) + I_n \sin(\omega t + \delta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc} = I_p \sin(\omega t + \delta_p + \frac{2\pi}{3}) + I_n \sin(\omega t + \delta_n - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} u_{sa} = U_p \sin(\omega t + \varphi_p) + U_n \sin(\omega t + \varphi_n) + U_z \sin(\omega t + \varphi_z) \\ u_{sb} = U_p \sin(\omega t + \varphi_p - \frac{2\pi}{3}) + U_n \sin(\omega t + \varphi_n + \frac{2\pi}{3}) + U_z \sin(\omega t + \varphi_z) \\ u_{sc} = U_p \sin(\omega t + \varphi_p + \frac{2\pi}{3}) + U_n \sin(\omega t + \varphi_n - \frac{2\pi}{3}) + U_z \sin(\omega t + \varphi_z) \end{cases} \quad (29)$$

式中:  $U_p$ 、 $\varphi_p$  分别为三相正序电压的幅值和相角;  $U_n$ 、 $\varphi_n$  分别为三相负序电压的幅值和相角;  $U_z$ 、 $\varphi_z$  分别为三相零序电压的幅值和相角;  $I_p$ 、 $\delta_p$  分别为

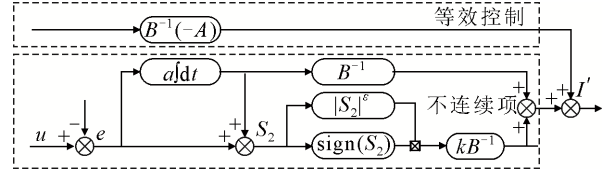


图 5 积分滑模控制策略图

Fig.5 Integral sliding mode control strategy diagram

三相正序电流的幅值和相角;  $I_n$ 、 $\delta_n$  分别为三相负序电流的幅值和相角。

由于  $\delta_n = \varphi_n + \pi/2$ 、 $\varphi_p = 0$ 、 $U_n = \omega L I_n$ , 则负序分量注入后产生的功率为:

$$\begin{cases} P_{na} = \frac{1}{2} (U_n I_p \cos(\delta_p - \varphi_n) + U_p \frac{U_n}{\omega L} \sin \varphi_n) \\ P_{nb} = \frac{1}{2} (U_n I_p \cos(\delta_p - \varphi_n + \frac{2\pi}{3}) + U_p \frac{U_n}{\omega L} \sin(\varphi_n - \frac{2\pi}{3})) \\ P_{nc} = \frac{1}{2} (U_n I_p \cos(\delta_p - \varphi_n - \frac{2\pi}{3}) + U_p \frac{U_n}{\omega L} \sin(\varphi_n + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (30)$$

将式(27)进行 clark 变换, 可得  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的功率为:

$$\begin{cases} P_\alpha = \frac{\sqrt{6}}{4} (U_n I_p \cos(\delta_p - \varphi_n) + U_p \frac{U_n}{\omega L} \sin \varphi_n) \\ P_\beta = -\frac{\sqrt{6}}{4} (U_n I_p \sin(\delta_p - \varphi_n) + U_p \frac{U_n}{\omega L} \cos \varphi_n) \end{cases} \quad (31)$$

令  $C = I_p \cos \delta_p$ 、 $D = I_p \sin \delta_p + U_p / (\omega L)$ , 求得

负序电压注入的相角  $\varphi_n$  和幅值  $U_n$  分别为:

$$\begin{cases} \varphi_n = \arctan\left(\frac{DP_\alpha - CP_\beta}{CP_\alpha + DP_\beta}\right), & P_\beta \neq 0 \\ \varphi_n = \arctan\left(\frac{D}{C}\right), & P_\beta = 0 \\ U_n = \frac{2\sqrt{6}(CP_\alpha - DP_\beta)}{3C(C - D) \cos \varphi_n} \end{cases} \quad (32)$$

各相注入的负序电压分别为:

$$\begin{cases} u_a = U_n \sin(\omega t + \varphi_n) \\ u_b = U_n \sin(\omega t + \varphi_n + \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = U_n \sin(\omega t + \varphi_n - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (33)$$

图 6 是负序电压注入的流程图。从图 6 可以看出,  $u_{dca}$ 、 $u_{dcb}$ 、 $u_{dcc}$  分别和输出电压的平均值  $\bar{u}_{dc}$  做差, 经过 PI 控制器得到所需要的负序功率, 再对负序功率进行 clark 变换, 最后根据式(29)、(30)可求出所需的负序电压。

图 7 表示所设计的控制算法整体流程图, 外环



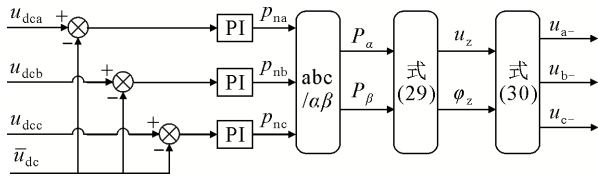


图6 负序电压注入流程图

Fig.6 Negative sequence voltage injection flow chart

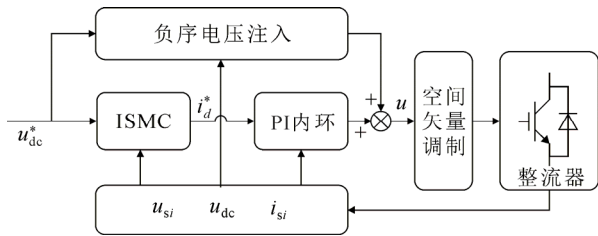


图7 积分滑模 PI 控制策略图

Fig.7 Integral sliding mode PI control strategy diagram

采用积分滑模内环采用 PI 控制，2 种控制算法结合负序电压注入得到控制信号，将控制信号进行空间矢量调制后的驱动信号输出至整流器。

### 4 仿真和实验验证

#### 4.1 仿真研究

在仿真平台上搭建含耦合电感的三相五电平的整流器主电路以及积分滑模控制算法进行仿真，仿真参数如表 2 所示。

图 8 为三相五电平电路输入侧电压波形，可以看出三相输入侧电压均为五电平，电压之间相位互差 120°。

图 9 为 20%额定负载和 80%额定负载的网侧电流快速傅里叶变换分析结果。在轻载工况条件下，谐波电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)为 4.45%；在重载工况条件下，谐波电流的 THD 为 1.12%，2 种工况下的谐波电流均满足要求。

#### 4.2 实验研究

为深入验证积分滑模控制的性能，本文进行了实验验证，搭建了基于 TMS302-F28335DSP 和 RT-lab 半实物实验平台。对双 PI 控制算法、传统幂次趋近律滑模+PI 控制算法以及积分滑模+PI 控制算法进行对比，并以积分滑模+PI 控制为基础对比了注入负序电压前后的直流侧电压波形。在此次实验中主电路参数和仿真参数相同，参数如表 2 所示。

图 10 为 ISMC 算法控制下 A 相网侧电压电流波形图，可以看出 A 相的网侧电压电流实现了高功率因数运行。

表 2 仿真参数表

Table 2 Simulation parameter table

仿真参数	数值
网侧电压 $u_{si}$ 幅值/V	380
直流侧给定电压 $u_{dc}^*$ /V	500
网侧输入电感 $L_{si}$ /mH	2.7
耦合电感自感 $L_{l1}$ 和 $L_{l2}$ /mH	3
耦合电感互感 $M$ /mH	3
直流侧支撑电容 $C_d$ /mF	4.6
直流侧负载 $R_d$ /Ω	30
开关频率 $f$ /kHz	5

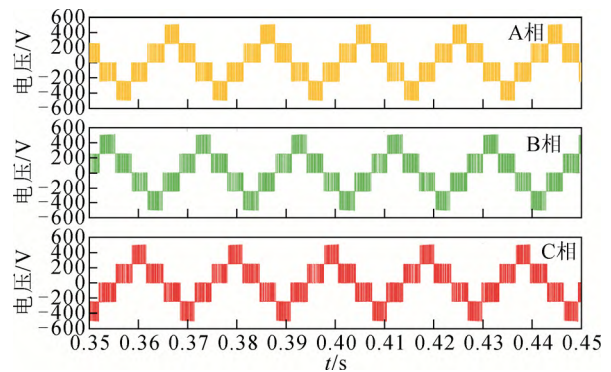


图8 输入电压波形图

Fig.8 Input voltage waveform

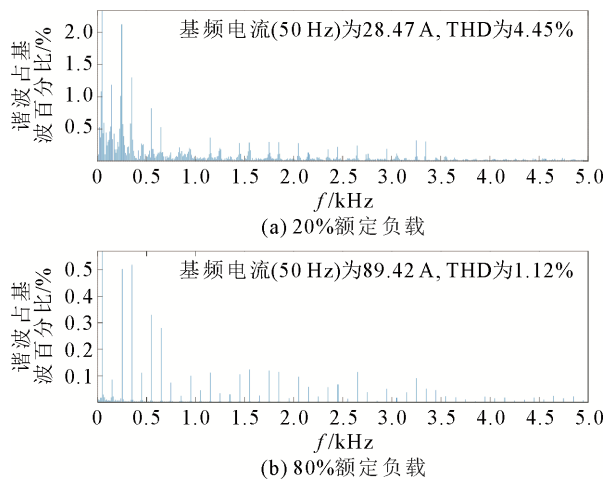


图9 不同工况下仿真网侧电流的 THD

Fig.9 THD of simulated grid side current under different operating conditions

图 11 是 3 种控制算法启动过程的直流侧电压波形图，从图 11(a)中可以看出，相比另外 2 种控制方法，PI 控制在启动过程中速度较慢，用时较长，到达稳定状态用时约为 300 ms。此外，虽然该控制方法稳态误差较小，但存在很大的超调。从图 11(b)中可以看出，SMC 到达稳定用时约为 120 ms，超调较小，不仅未实现输出电压的无静差跟踪，还存

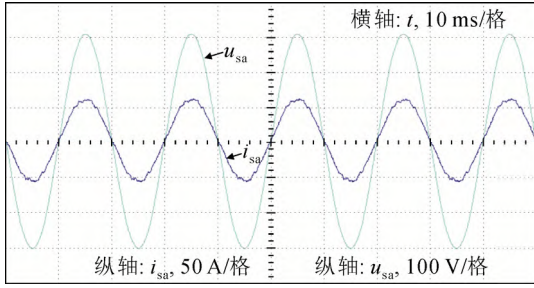
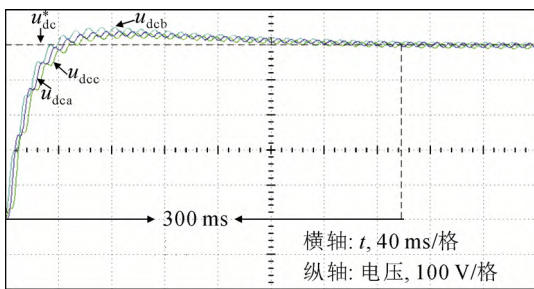
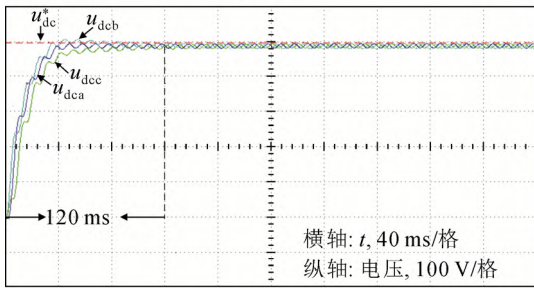


图 10 稳态时 A 相网侧电压电流波形图

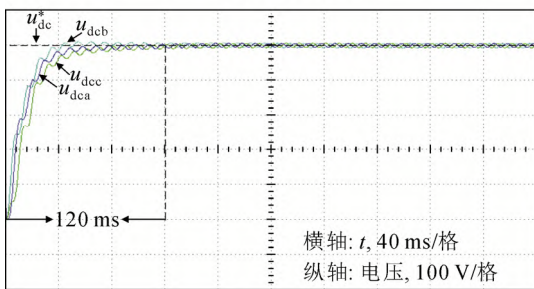
Fig.10 A-phase steady state grid-side voltage and current waveforms



(a) PI算法



(b) SMC算法



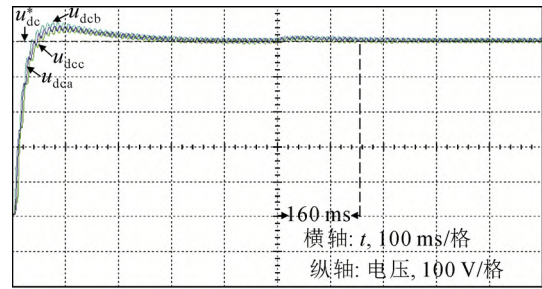
(c) ISMC算法

图 11 3 种控制算法直流侧启动电压图

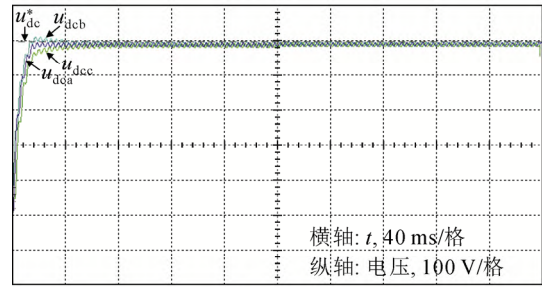
Fig.11 DC side start-up voltage diagram of three control algorithms

在一定的稳态误差。从图 11(c)中可以看出, ISMC 到达稳定过程用时约为 120 ms, 超调量相对较低, 既保留了 SMC 的启动速度, 又实现了无静差跟踪。

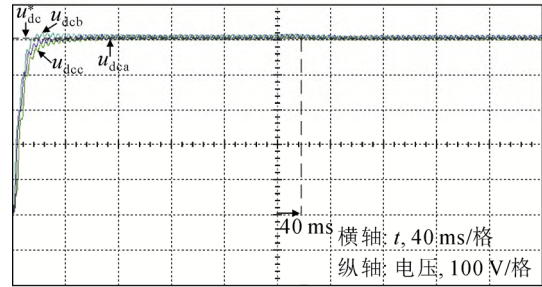
图 12 是 3 种控制算法电阻突增的直流侧电压变化图, 电阻从 30 Ω 变化到 35 Ω。从图 12(a)中



(a) PI算法



(b) SMC算法



(c) ISMC算法

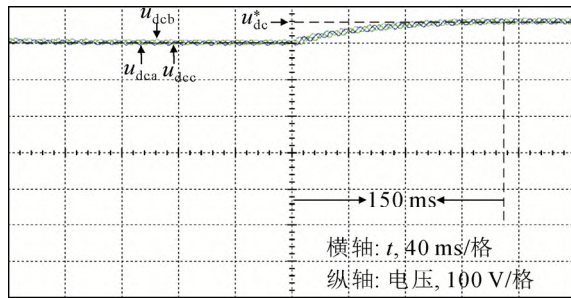
图 12 3 种控制算法直流侧电阻突增的直流侧电压图

Fig.12 DC side voltage diagram of the sudden increase of DC side resistance of three control algorithms

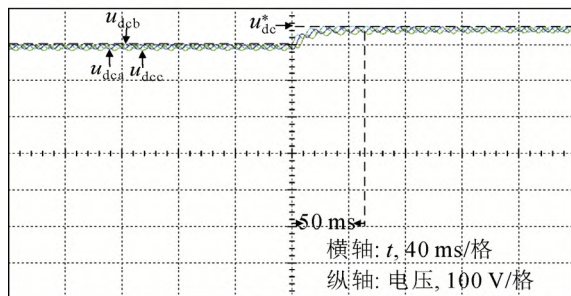
可以看出, 相比另外 2 种控制方法, PI 控制重新恢复稳定的时间较长, 重新稳定用时约为 120 ms, 同时虽然该控制方法稳态误差较小, 但直流侧电压波动较大。从图 12(b)中可以看出, SMC 电压波形在跳变前后基本没有变化, 但启动过程与恢复过程中不仅未实现输出电压无静差跟踪, 且存在一定的稳态误差。从图 12(c)中可以看出, ISMC 重新稳定用时约为 40 ms, 直流侧电压波动相对较低, 既保留了 SMC 的动态能力, 又能使输出电压没有稳态误差。

图 13 是 3 种控制算法启动过程的给定电压突变直流侧电压波形, 给定电压由 500 V 变化到 550 V。从图 13(a)中可以看出, 相比另外 2 种控制方法, PI 控制用时约 160 ms 重新恢复稳定, 恢复过程用时较长, 稳态误差较小。从图 13(b)中可以看出, SMC 的动态能力较强, 重新稳定用时约 50 ms, 但仍未实现输出电压无静差跟踪。从图 13(c)中可以看出,

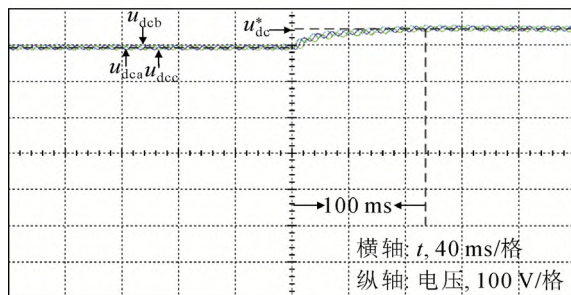




(a) PI算法



(b) SMC算法



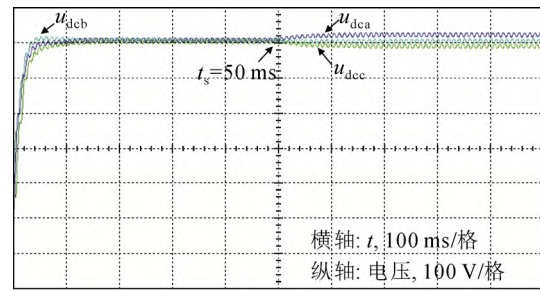
(c) ISMC算法

图 13 3种控制算法给定电压突增的直流侧电压图

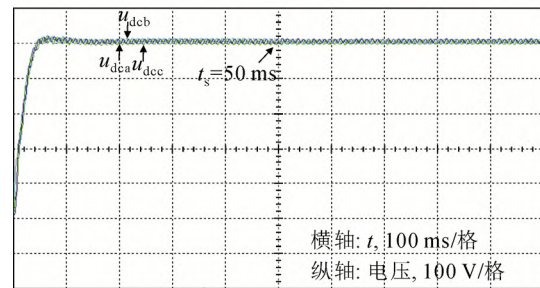
Fig. 13 DC side voltage diagram of given voltage sudden increase of three control algorithms

ISMC 到达稳定过程用时 100 ms, 稳态误差较小。可见, ISMC 既保留了 SMC 的动态能力, 又实现了输出电压的无静差跟踪。

图 14(a)是 ISMC 控制算法未注入负序电压的直流侧电压波形图, 其中, 500 ms 处发生了负载突变, 将 A 相电阻从  $30 \Omega$  突变为  $35 \Omega$ , 其他两相电阻不变, 以此来模拟三相负载不平衡。可见负序电压未注入时, 在负载平衡条件启动, 其启动过程中三相直流侧电压存在差别, 经过调节后, 三相电压波形才趋于平衡。在 500 ms 负载突变后, 相间电压出现明显失衡。图 14(b)是该控制算法下注入负序电压的直流侧电压波形图, 注入负序电压后, 启动过程即可实现电压波形基本一致, 且发生一相负载跳变后仍能保持平衡。可见注入负序电压可以抑制相间电压失衡, 保持三相直流侧输出电压的平衡。



(a) 负序电压注入前直流侧电压波形



(b) 负序电压注入后直流侧电压波形

图 14 负序电压注入前后直流侧电压波形

Fig. 14 DC side voltage waveform before and after negative sequence voltage injection

## 5 结论

1) 含耦合电感的三相五电平整流器拓扑可实现高功率因数运行及输入侧电压五电平, 此外具有网侧电流谐波低、所用开关管少的优点。

2) 针对新拓扑, 所提出的融合比例积分的非线性积分滑模控制算法, 与外环采用比例积分控制或传统的幂次趋近律滑模控制相比, 具有比比积分控制更好的动态性能, 同时解决了传统幂次趋近律滑模控制存在稳态误差的问题, 实现了直流侧输出电压的无差跟踪。

3) 针对所提三相五电平整流器, 负序电压注入法可有效平衡三相输出直流电压, 抑制相间电压失衡。

## 参考文献 References

- [1] 李涛, 程启明, 程尹曼, 等. 基于无源 E-L 模型的五电平逆变器并网控制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(6): 1819-1826.  
LI Tao, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Control strategy of five-level grid-connected inverter based on passive E-L model[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(6): 1819-1826.
- [2] 叶满园, 康力璇, 陈乐, 等. 级联多电平逆变器优化调制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(11): 3612-3619.  
YE Manyuan, KANG Lixuan, CHEN Le, et al. Optimization of modulation strategy for cascaded multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(11): 3612-3619.
- [3] KARWATZKI D, MERTENS A. Generalized control approach for a



- class of modular multilevel converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2888-2900.
- [4] 王要强, 库若含, 周成龙, 等. 混合 T 型多电平逆变器及其调制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(9): 3220-3228.  
WANG Yaoqiang, KU Ruohan, ZHOU Chenglong, et al. Hybrid T-type multilevel inverter and its modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(9): 3220-3228.
- [5] YUAN X B. Ultimate generalized multilevel converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8634-8639.
- [6] 郑征, 李秋思, 乔美英. 单相两级联 H 桥整流器负载不平衡度范围研究[J]. 高电压技术, 2019, 45(3): 846-854.  
ZHENG Zheng, LI Qiusi, QIAO Meiyang. Load imbalance degree range of single-phase two-stage cascaded H-bridge rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(3): 846-854.
- [7] 王海超, 范学鑫, 杨润涛, 等. 三电平移相全桥变换器整流二极管 RC 吸收参数多目标优化设计[J]. 高电压技术, 2021, 47(1): 159-168.  
WANG Haichao, FAN Xuexin, YANG Guorun, et al. Multi-objective optimization design of RC snubber of rectifier diodes for three-level phase-shifted full-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(1): 159-168.
- [8] 李永东, 徐杰彦, 杨涵斌, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 1-12.  
LI Yongdong, XU Jieyan, YANG Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 1-12.
- [9] 张琦, 李江江, 孙向东, 等. 单相级联七电平逆变器拓扑结构及其控制方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3843-3853.  
ZHANG Qi, LI Jiangjiang, SUN Xiangdong, et al. Topology and control method of single-phase cascaded seven-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3843-3853.
- [10] 王立乔, 韩胥静, 李占一, 等. 一种新型飞跨电容型 Zeta 多电平逆变器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 254-265.  
WANG Liqiao, HAN Xuqing, LI Zhanyi, et al. A novel flying-capacitor Zeta multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 254-265.
- [11] 朱艺锋, 吴党建, 白冰洋, 等. 单相五电平脉冲整流器滑模比例积分谐振控制[J]. 浙江大学学报(工学版), 2020, 54(8): 1578-1586.  
ZHU Yifeng, WU Dangjian, BAI Bingyang, et al. Sliding mode proportional integral resonance control for single-phase five-level pulse rectifier[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2020, 54(8): 1578-1586.
- [12] JEUNG Y C, LEE D C. Voltage and current regulations of bidirectional isolated dual-active-bridge DC-DC converters based on a double-integral sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6937-6946.
- [13] 张国澎. 级联 H 桥整流及其直流侧电容电压平衡控制的研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2012.  
ZHANG Guopeng. Research on cascaded H-bridge rectifier stage and balance control for DC-link capacitor voltages[D]. Beijing, China: China University of Mining and Technology, 2012.
- [14] 陆道荣, 沙辰星, 周骏贵, 等. 电网电压跌落下基于零序电压注入的星形级联 H 桥 STATCOM 相间直流电压均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2924-2931.  
LU Daorong, SHA Chenxing, ZHOU Jungui, et al. Zero-sequence-voltage-based cluster voltage balancing control under grid voltage sag for star-connected cascaded H-bridge STATCOM[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2924-2931.
- [15] WANG K, XU L, ZHENG Z D, et al. Voltage balancing control of a four-level hybrid-clamped converter based on zero-sequence voltage-injection using phase-shifted PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5389-5399.
- [16] 赵书强, 邵冰冰, 高本锋, 等. 基于组合趋近律的 VSC-HVDC 滑模电流控制设计和稳定性分析[J]. 高电压技术, 2019, 45(11): 3603-3611.  
ZHAO Shuqiang, SHAO Bingbing, GAO Benfeng, et al. Sliding mode current control design and stability analysis of VSC-HVDC based on combinatorial reaching law[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(11): 3603-3611.
- [17] BARTOSZEWICZ A, LEŚNIEWSKI P. New switching and non-switching type reaching laws for SMC of discrete time systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(2): 670-677.
- [18] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2011.  
LI Peng. Research and application of traditional and higher-order sliding mode control[D]. Changsha, China: National University of Defense Technology, 2011.
- [19] 郑长明, 张加胜, 许睿, 等. Buck 变换器的鲁棒离散积分滑模控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(20): 4306-4313.  
ZHENG Changming, ZHANG Jiasheng, XU Rui, et al. Robust discrete integral sliding mode control for Buck converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4306-4313.
- [20] 张立伟, 魏维, 张超, 等. 基于全局非线性积分滑模的永磁交流伺服系统研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3917-3924.  
ZHANG Liwei, WEI Wei, ZHANG Chao, et al. Study on permanent magnet synchronous motor servo system based on total sliding mode control approach with nonlinear integrator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(16): 3917-3924.
- [21] 王勃, 王天擎, 于泳, 等. 感应电机电流环非线性积分滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2039-2048.  
WANG Bo, WANG Tianqing, YU Yong, et al. Nonlinear integral sliding mode control strategy for current loop of induction motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2039-2048.



ZHU Yifeng

Ph.D.

Associate professor



LI Yan

Corresponding author

朱艺锋

1979—, 男, 博士, 副教授

研究方向为功率变流器的建模与控制

E-mail: zyfn@hpu.edu.cn

李岩(通信作者)

1998—, 男, 硕士

研究方向为功率变流器的建模与控制

E-mail: 970799151@qq.com

收稿日期 2022-01-28 修回日期 2022-12-20 编辑 程子丰