

基于DPC的三电平NPC变流器自适应滑模控制

张 政^{1,2}, 刘胜永^{1,2}

(1. 广西科技大学自动化学院, 广西 柳州 545616; 2. 广西汽车零部件与整车技术重点实验室 (广西科技大学), 广西 柳州 545616)

摘要: 针对充电机器人的三电平中性点钳位型 (NPC) 变流器, 提出了一种基于输出调节子空间的直接功率 (ORS-DPC) 的自适应增益滑模控制。该控制系统总体框架采用 ORS-DPC, 保证系统能够迅速调整输出功率以适应负载变化。电压调节回路和功率跟踪回路均采用自适应增益的二阶滑模控制 (SOSM), 与固定增益 SOSM 相比, 调和了暂态响应和系统抖振之间的矛盾, 增强了系统的鲁棒性。由于 NPC 变流器外部连接负载非恒定, 且系统工作中存在未知扰动, 因此在电压调节回路中设计了线性扩张状态观测器 (LESO), 用来抑制外部干扰, 保证系统在受到未知扰动时, 直流侧电压仍可以稳定输出。对于直流中性点平衡环的设计, 同样采用 SOSM 控制, 保证了直流输出中性点的平衡。最后, 对传统 PI 控制和所提控制方法进行实验比较, 并制作实验样机进行验证, 实验结果证明了该方案针对充电机器人的可行性和有效性。

关键词: NPC 变流器; 直接功率控制; 自适应参数; 滑模控制; LESO

DPC-based adaptive sliding mode control of three-level NPC converter

ZHANG Zheng^{1,2}, LIU Shengyong^{1,2}

(1. School of Automation, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545616, China;

2. Guangxi Key Laboratory of Automobile Component and Vehicle Technology (Guangxi University of Science and Technology), Liuzhou 545616, China)

Abstract: An adaptive gain synovial membrane control based on direct power (ORS-DPC) based on output modulation subspace is proposed for the three-level midpoint clamp (NPC) converter of charging robots. The overall framework of the control system adopts ORS-DPC, which ensures that the system can quickly adjust the output power to adapt to load changes. Both the voltage regulation loop and the power tracking loop adopt adaptive gain second-order sliding mode control (SOSM), which reconciles the contradiction between transient re-sponse and system jitter and enhances the robustness of the system compared with the fixed gain SOSM. Due to the non-constant external connection load of the NPC converter and the unknown disturbance in the system operation, a LESO observer is designed in the voltage regulation loop to suppress the external interference and ensure that the DC side voltage can be stably output when the system is subject to unknown disturbance. For the design of the DC midpoint balance ring, SOSM control is also used to ensure the balance of the DC output mid-point. Finally, this paper compares the traditional PI control with the proposed control method, and makes an experimental prototype for verification, and the experimental results prove the feasibility and effectiveness of the scheme for charging robots.

Keywords: NPC converters; direct power control; adaptive parameters; slide mode control; LESO

国家自然科学基金资助项目 (62263001), 广西自动检测技术与仪器重点实验室资助项目 (YQ22203)

0 引言

随着科技的不断进步，诸多创新技术深刻融入日常生活，极大地提升了生活的便利性，充电机器人便是其中的典型代表^[1]。车主仅需将车辆停泊于指定车位，充电机器人即可自主完成充电枪的插接与充电任务，全程无需车主下车操作。这一创新不仅有效解决了传统充电过程中充电枪重量较大以及在恶劣天气（如下雨天）中插枪不便等问题，显著提升了充电过程的便捷性和用户体验。充电机器人的核心是内部功率变换模块，三电平中性点钳位型（Neutral Point Clamped, NPC）变流器是应用较为广泛的拓扑结构。与传统的两电平变流器相比，允许在高功率场合中使用更低耐压的功率器件，并实现较低的开关损耗和更好的电能质量^[2]。

充电机器人中的NPC变流器作为整流器，保证其输出直流电压恒定至关重要。然而，实际中由于充电车辆的多样化（相当于外部连接的负载非恒定功率）和系统工作中存在的未知扰动，都会引起直流电压的波动，对系统安全、稳定运行构成了极大的危害。为解决问题，文献[3]中提出了一种超扭曲观测器来抑制未知干扰，并且估计误差在有限时间内收敛到0。文献[4]在电压控制回路中采用扩张状态观测器，以减弱由外部扰动引起的直流线路电压的波动。

NPC内部控制结构分为三个环，即电压调节环（外环）、功率跟踪环（内环）和直流中性点平衡环，对于这三个回路的控制，通常采用PI控制和脉宽调制技术，为了改善其性能，如模型预测控制^[5]、神经网络控制^[6]和滑模控制^[7]等应用于NPC变流器。在这些控制策略中，滑模控制对不确定性系统具有较强的鲁棒性。

滑模控制的思想是将系统状态引导到设计

的滑模面（即参考轨迹）上，然后沿其滑动。然而，系统状态到达曲面后会来回穿梭，导致系统产生抖振。对于抖振的抑制，传统的方法是采用等速、指数和幂次等趋近律。文献[8]提出超螺旋控制，将传统滑模控制中使用的不连续函数隐藏在积分下，大大抑制了抖振现象。文献[9]提出了超螺旋二阶滑模控制并用作电流控制器，具有良好的稳态性；文献[10]将其应用于无刷双馈感应电动机的控制，以提高电动机的动态和稳态性能。文献[11]提出了一种基于模糊逻辑系统的滑模控制，提高了系统抗干扰能力和直流母线调压能力。

本文提出了一种基于直接功率控制（Direct Power Control, DPC）的自适应二阶滑模（Second Order Sliding Mode, SOSM）三电平NPC变流器控制策略。总体控制框架是基于输出调节子空间的直接功率控制（ORS-DPC），该控制框架能够迅速调整输出功率，以适应系统负载变化，具有更高的灵活性和响应性。对于电压调节环和功率跟踪环，本文设计了一种自适应增益的滑模控制，通过自适应的增益，调和了暂态响应和系统抖振之间的矛盾，增强了NPC变流器的鲁棒性。在电压调节回路中，设计了线性扩张观测器（Linear Extended State Observer, LESO），用来对外部干扰进行观测和补偿，实现了扰动估计在有限时间内收敛，且在估计误差较大时也能具备较快的估计速度，从而确保系统在受到未知扰动时，直流电压仍可以快速稳定输出。

1 系统模型

三电平NPC变流器的典型结构如图1所示。在交流侧，NPC变流器通过三个电感连接到电网；在直流侧，使用两个电容器来支撑直流电压并抑制输出的纹波。NPC变流器作为交流电网和直流负载之间的接口，通过电能传输，为直流侧提供了稳定的直流电压。

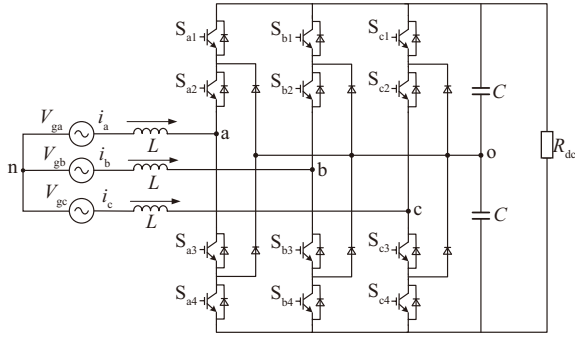


图 1 三电平 NPC 变流器

Fig. 1 Three-level NPC converter

该设计基于 DPC，需要建立一个电感电流、直流侧总电压和直流侧电容电压差的系统模型^[12]，模型在 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的方程可表示为

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta} + \frac{e_{dc}}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{2}(\delta_{\beta}^2 - \delta_{\alpha}^2)}{4} - \delta_{\alpha} \delta_{\gamma} \right) \quad (1)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{2v_{dc}}{R_{dc}} \quad (2)$$

$$C \frac{de_{dc}}{dt} = \frac{1}{\sqrt{6}} (i_{\alpha} \delta_{\alpha}^2 - i_{\beta} \delta_{\beta}^2 - i_{\gamma} \delta_{\gamma}^2) + \frac{2\delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \delta_{\gamma}}{\sqrt{3}} \quad (3)$$

式中， $i_{\alpha\beta}$ 为 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的交流电流矢量； $v_{\alpha\beta}$ 为 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的交流电压矢量； v_{dc} 为直流输出电压； e_{dc} 为直流输出电容电压差； $\delta_{\alpha\beta}$ 为 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的平均占空比； L 为交流滤波电感； C 为直流电容； R_{dc} 为直流负载。

三相 NPC 瞬时有功功率和无功功率的电压电流关系为

$$\begin{aligned} p &= i_{\alpha\beta}^T v_{\alpha\beta} \\ q &= i_{\alpha\beta}^T J v_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{式中, } J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

对有功功率和无功功率求导，可得到有功功率和无功功率的变化率为

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \frac{1}{L} (v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2) - \frac{x_1}{2L} (\delta_{\alpha} v_{g\alpha} + \delta_{\beta} v_{g\beta}) + \omega q \\ \dot{q} &= \frac{x_1}{2L} (\delta_{\alpha} v_{g\beta} + \delta_{\beta} v_{g\alpha}) - \omega p \end{aligned} \quad (5)$$

当系统稳定时，有功功率和无功功率的大小必须收敛到一个常量，即 $\dot{p}$ 、 $\dot{q}$ 收敛到 0，式 (5) 可改写为

$$\begin{aligned} \delta_{\alpha}^* v_{g\alpha} + \delta_{\beta}^* v_{g\beta} &= \frac{2}{x_1} (\|v_{g\alpha\beta}\|^2 + L\omega q) \\ \delta_{\alpha}^* v_{g\beta} - \delta_{\beta}^* v_{g\alpha} &= \frac{2L\omega p}{x_1} \end{aligned} \quad (6)$$

式中， δ_{α}^* 、 δ_{β}^* 为平均占空比的等价点，通过分解式 (6) 可计算 $\delta_{\alpha\beta}^*$ 的表达式为

$$\delta_{\alpha\beta}^* = \frac{2}{x_1 \|v_{g\alpha\beta}\|^2} \left[(\|v_{g\alpha\beta}\|^2 + L\omega q) v_{g\alpha\beta} - (L\omega p) J v_{g\alpha\beta} \right] \quad (7)$$

传统 DPC 开关表的优缺点会直接影响输出的稳定性，当系统稳定时，在有功功率和无功功率范围内，开关状态存在分布不均的情况，有的区域存在多个矢量^[13]。为克服这个缺点，本文提出了 ORS-DPC，运用 SVPWM 技术来生成参考矢量^[14]。可以考虑在平衡点 $\delta_{\alpha\beta}^*$ 矢量值和所涉及的选择区域的情况下定义这样的矢量基准。将参考矢量为 $\delta_{\alpha\beta}^*$ 矢量与 $v_{g\alpha\beta}$ 和 $J v_{g\alpha\beta}$ 的量进行组合，不同区域中输出矢量组合见表 1。A1 区域输出矢量的组合如图 2 所示。

表 1 输出矢量组合

Tab. 1 Output vector combinations

$\dot{p}$ 、 $\dot{q}$	区域	输出矢量组合
$\dot{p} < 0, \dot{q} < 0$	A1	$\delta_{\alpha\beta} = \delta_{\alpha\beta}^* + u_p v_{\alpha\beta} + u_q J v_{\alpha\beta}$
$\dot{p} > 0, \dot{q} < 0$	A2	$\delta_{\alpha\beta} = \delta_{\alpha\beta}^* + u_p v_{\alpha\beta} - u_q J v_{\alpha\beta}$
$\dot{p} > 0, \dot{q} > 0$	A3	$\delta_{\alpha\beta} = \delta_{\alpha\beta}^* - u_p v_{\alpha\beta} + u_q J v_{\alpha\beta}$
$\dot{p} < 0, \dot{q} > 0$	A4	$\delta_{\alpha\beta} = \delta_{\alpha\beta}^* - u_p v_{\alpha\beta} - u_q J v_{\alpha\beta}$

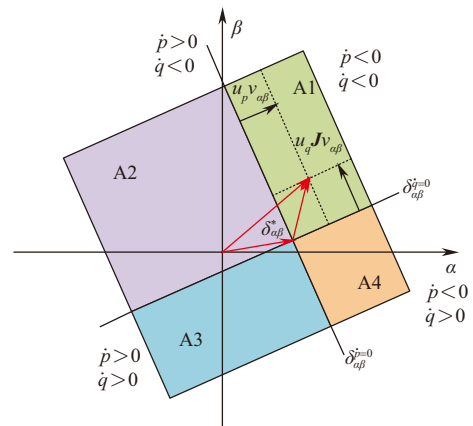


图 2 A1 区域输出矢量的组合

Fig. 2 Combination of output vectors in the A1 region

其中, u_p 为有功功率控制器, u_q 为无功功率控制器。

2 控制器设计

三电平NPC的控制目标有三个, 分别为直流输出电压调节、瞬时功率跟踪和输出电容电压平衡。本文采用电压调节环(外环)、功率跟踪环(内环)和直流中性点平衡环, 对这三个目标进行控制。

1) 在电压调节环(外环)中, 目标是将直流电压 v_{dc} 调节到其参考电压 v_{dc}^* , 该环路的输出 p^* 为功率跟踪环的参考输入。

2) 在功率跟踪环(内环)中, 将有功功率 p 和无功功率 q 控制到参考值 p^* 和 q^* , p^* 由外环所得, 为保证效率 q^* , 一般将其设置为0。

3) 在直流中性点平衡环中, 需要保证直流侧输出上下电容器的电压一致, 该环路的输出同内环的输出组合一起, 形成直流输出参考矢量, 以调节NPC变流器。

2.1 电压调节环设计

由于负载的不确定性, 可能会引起NPC变流器直流电容的波动^[15]。因此, 本文设计观测器来补偿这种波动。假设外环调节的动态速度比内环快, 则在电压调节回路中可以忽略功率跟踪环(内环)的动态影响, 即 $p=p^*$ 。式(2)的电压动态方程可改写为

$$\frac{v_{dc}C}{2} \frac{dv_{dc}}{dt} = p^* - p_d \quad (8)$$

式中, p_d 为直流负载消耗的功率, 本文将 p_d 视为外部扰动。

令 $x_1 = v_{dc}^2/2$, $u_w = 2p^*/C$, $x_2 = 2p_d/C$, 则式(8)可以改写为

$$\dot{x}_1 = u_w - x_2 \quad (9)$$

建立自适应超螺旋滑模系统, 控制直流电压驱动到参考值。选择滑模面为

$$s_d = x_1^* - x_1 \quad (10)$$

根据式(9), 对滑模面 s_d 求得

$$\dot{s}_d = -u_w + x_2 \quad (11)$$

则自适应增益超螺旋滑模控制器设计为^[16]

$$\begin{aligned} u_w &= \alpha_v |s_d|^{1/2} \text{sign}(s_d) + v_v \\ \dot{v}_v &= \beta_v \text{sign}(s_d) \end{aligned} \quad (12)$$

式中, α_v 和 β_v 为动态自适应增益, 为正常数。

通过自适应的增益来权衡NPC变流器暂态快速响应和稳态抖振, 设计相关自适应控制率为

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_v &= \begin{cases} \varpi_1 \sqrt{\frac{\tau_1}{2}} \text{sign}(|s_d| - F_v), & \alpha_v > \alpha_{vt} \\ k_v, & \alpha_v \leq \alpha_{vt} \end{cases} \\ \beta_v &= m_v \alpha_v \end{aligned} \quad (13)$$

式中, ϖ 、 τ_1 、 F_v 、 k_v 、 m_v 、 α_{vt} 为正常数; F_v 为自适应律中一个重要的检测器, 防止系统偏离已建立的二阶滑模。

当系统在初始状态远离滑模面, 即 $|s_d| > F_v$ 时, 根据式(13), 控制增益动态增加, 直到 s_d 进入 F_v 的范围, α_v 可表示为

$$\alpha_v = \alpha_v(0) + \varpi_1 \sqrt{\frac{\tau_1}{2}} t \quad (14)$$

通过选择足够大的 $\varpi_1 \sqrt{\tau_1/2}$, 使得控制增益变大, 保证系统的快速动态响应。当系统稳定, 即 $|s_d| < F_v$ 时, 控制增益将以 k_v 增加, 此时控制增益表示为

$$\alpha_v = \alpha_{vt} + k_v t \quad (15)$$

然而, 一旦滑模变量超过检测器设置的范围, 控制增益反向增加为

$$\dot{\alpha}_v = -\varpi_1 \sqrt{\frac{\tau_1}{2}} \quad (16)$$

意味着 α_v 的值会减小, 直到 $\alpha_v \leq \alpha_{vt}$ 。稳态中, α_v 的值在 α_{vt} 的小范围中动态变化(控制增益 β_v 以相同方式变化)。为满足有限时间收敛性, α_{vt} 通常取一个极小的值, 在稳态时减少控制动作, 降低抖动。

对NPC建立LESO, 公式为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= u_w - \hat{x}_2 + \varepsilon_1 (x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\varepsilon_2 (x_1 - \hat{x}_1) \end{aligned} \quad (17)$$

式中, ε_1 、 ε_2 为所需要设计的观测增益, 采用带宽参数法来进行选择。

根据式 (9) 和式 (17), 可以推导出扰动的估计误差为

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\varepsilon_1 & -1 \\ \varepsilon_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \partial(t) \quad (18)$$

式中, $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ 、 $e_2 = x_2 - \hat{x}_2$ 为状态估计误差; $\partial(t)$ 为 x_2 的时间导数。

特征多项式为

$$\lambda^2 + \varepsilon_1 \lambda + \varepsilon_2 = \lambda^2 + 2\omega_0 \lambda + \omega_0^2 = (\lambda + \omega_0)^2 \quad (19)$$

式中, ω_0 为观测器的带宽。

因此, 观测器增益可以选择为 $\varepsilon_1 = 2\omega_0$, $\varepsilon_2 = \omega_0^2$ 。为了获得对扰动的准确估计, 通常选择较大的带宽。然而, 过大的带宽会导致噪声影响较大^[17]。因此, 要兼顾噪声影响度和估计性能下的设计增益, 在实验测试中还需要进行简单的微调。

最后, 将 LESO 模块的输出 $\hat{x}_2$ 补偿到 p^* , 即

$$p^* = \hat{p}^* + \frac{C\hat{x}_2}{2} \quad (20)$$

电压调节回路控制结构如图3所示。

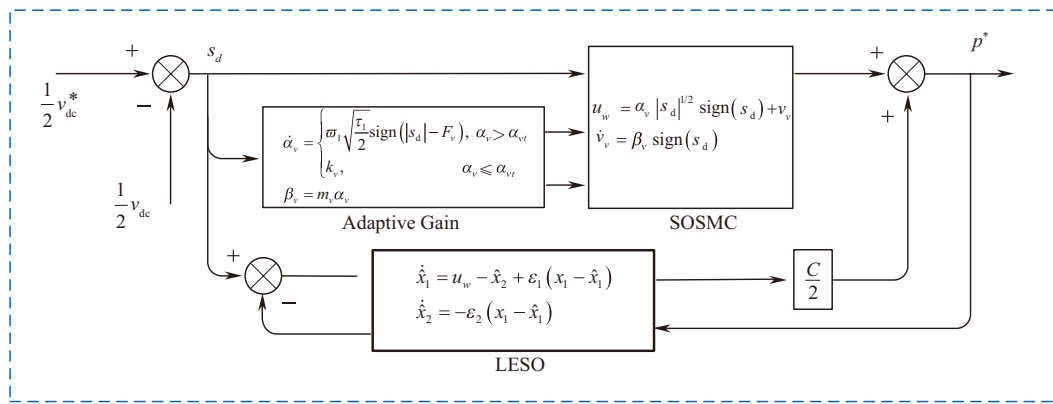


图3 电压调节回路控制框图

Fig. 3 Block diagram of voltage regulation loop control

2.2 功率跟踪环设计

在这一小节中, 重要的是瞬时有功功率和无功功率分别跟踪它们的参考值。采用 SOSM 控制策略, 实现了响应速度快、鲁棒性强的目标。

定义滑模面为参考功率和实际功率之间的误差, 公式为

$$\begin{aligned} s_p &= p^* - p \\ s_q &= q^* - q \end{aligned} \quad (21)$$

式中, p^* 、 q^* 分别为有功功率和无功功率的参考值。

为了保证功率跟踪误差收敛到0且具有满意的控制性能, 在该回路中采用自适应增益 SOSM 控制算法。然后在 ORS-DPC 方法的基础上, 将

表1中的控制器设计为

$$\begin{aligned} u_i &= \alpha_i |s_i|^{1/2} \text{sign}(s_i) + v_i \\ \dot{v}_i &= \beta_i \text{sign}(s_i) \end{aligned} \quad (22)$$

式中, $i \in \{p, q\}$; α_i 、 β_i 为自适应增益。

设计自适应控制率为

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_i &= \begin{cases} \varpi_2 \sqrt{\frac{\tau_2}{2}} \text{sign}(|s_i| - F_i), & \alpha_i > \alpha_{it} \\ k_i, & \alpha_i \leq \alpha_{it} \end{cases} \\ \beta_i &= m_i \alpha_i \end{aligned} \quad (23)$$

式中, ϖ 、 τ_2 、 F_i 、 k_i 、 m_i 和 α_{it} 均为正常数; 同电压调节环中的自适应律 F_v , 也具有一定的控制范围。

功率跟踪回路控制结构如图4所示。

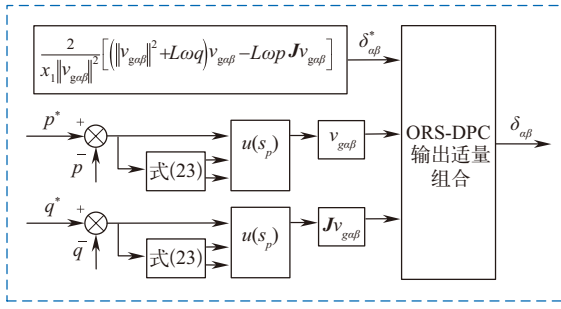


图4 功率跟踪回路控制框图

Fig. 4 Block diagram of power tracking loop control

以上介绍了自适应SOSM控制律在NPC变流器中电压调节环和功率跟踪环的应用，下面以电压调节回路中自适应控制律的参数整定为例，介绍参数整定的步骤，大概过程可以分为两步。

1) 对固定增益SOSM进行参数整定，该算法基于误差动力学方法进行调整^[18]。将式(12)代入式(11)中，可得滑模面的导数为

$$\dot{s}_d = -\alpha_v |s_d|^{1/2} \text{sign}(s_d) + \int \beta_v \text{sign}(s_d) + \dot{x}_2 \quad (24)$$

对式(24)再求得二阶时间导数为

$$\ddot{s}_d = -\frac{1}{2} \alpha_v |s_d|^{-1/2} \dot{s}_d - \beta_v \frac{s_d}{|s_d|} + \ddot{x}_2 \quad (25)$$

假设系统轨迹到达滑模面， s_d 变小且 $|s_d| < \psi$, ψ 为正常数，考虑最坏情况，在滑模面上 s_d 达到最大，即 $|s_d| = \psi$ ，式(25)可改写为

$$\ddot{s}_d = -\frac{1}{2} \alpha_v \psi^{-1/2} \dot{s}_d - \beta_v \frac{s_d}{|s_d|} + \ddot{x}_2 \quad (26)$$

将两个新变量 n_1 和 n_2 定义为

$$\begin{aligned} n_1 &= \frac{1}{2} \alpha_v \psi^{-1/2} \\ n_2 &= \frac{\beta_v}{|\psi|} \end{aligned} \quad (27)$$

则式(26)可简化为

$$\ddot{s}_d + n_1 \dot{s}_d + n_2 s_d = \ddot{x}_2 \quad (28)$$

该特征函数可以推导为

$$\lambda^2 + n_1 \lambda + n_2 = 0 \quad (29)$$

观察式(29)，可以根据典型的二阶特征函数识别动态误差，即

$$\lambda^2 + 2\zeta_n \omega_n \lambda + \omega_n^2 = 0 \quad (30)$$

式中， ζ_n 为阻尼系数； ω_n 为自然频率。

令 $n_1 = 2\zeta_n \omega_n$ ， $n_2 = \omega_n^2$ ，可获得以下参数调节函数为

$$\begin{aligned} \alpha_v &= 4\psi^{1/2} \zeta_n \omega_n \\ \beta_v &= \omega_n^2 \psi \end{aligned} \quad (31)$$

因此，可以根据设计的 ζ_n 和 ω_n 选择控制增益 α_v 和 β_v 。

2) 自适应控制增益SOSM控制器的参数整定。为了确保系统在稳态运行时的抖振较小，可以根据步骤1)，将控制增益 α_v 调整到一个较小的值，选择自适应控制律中的参数 α_{vt} 直接等于 α_v ，以保证稳态运行时抖振最小。

由式(13)可知， $\omega_1 \sqrt{\tau_1/2}$ 表示 α_v 的控制梯度，即控制增益 α_v 动态适应的速度，当 $\alpha_v > \alpha_{vt}$ 时，有

$$\alpha_v = \alpha_{vt} \pm \omega_1 \sqrt{\frac{\tau_1}{2}} t \quad (32)$$

此时应该选择相对较大的值，以确保瞬变过程的动态响应速度，当 $\alpha_v \leq \alpha_{vt}$ 时，有

$$\alpha_v = \alpha_{vt} + k_v t \quad (33)$$

k_v 的值可近似选择 α_{vt} ，对于检测器 F_v 参数的选择，该参数可直接选择 ψ ，以在瞬变中快速控制增益。此外，考虑到实际功率转换器中存在的损耗和正向电压，需要进行实验微调，直到获得令人满意的动态和稳态性能。

2.3 直流中性点平衡环设计

本小节中，当系统达到稳定状态时，NPC变流器直流电容之间的不平衡电压为0，根据文献[19]，直流侧输出电容电压差的动态方程可表示为

$$C\dot{x}_2 = \frac{2p^*}{\sqrt{6}x_1} \delta_\gamma + \phi(t) \quad (34)$$

$$\phi(t) = \frac{2}{\sqrt{6}} \left[(\delta_\alpha^*)^2 - (\delta_\beta^*)^2 - \delta_\alpha^* \delta_\beta^* \right] i_{\alpha\beta} \quad (35)$$

式中， $\phi(t)$ 主要由电网基频的3次谐波构成。

因此， $\phi(t)$ 也可以表示为

$$\phi(t)=\rho_1\sin(3\omega t+\varphi_1)$$
 (36)

式中， ρ_1 、 φ_1 为正常值。

为了实现电容电压平衡，控制信号 δ_γ 可以设计为

$$\delta_\gamma=\frac{\sqrt{3}x_1}{4p^*}u(\tilde{x}_2)$$
 (37)

$$\tilde{x}_2=x_2^*-x_2$$

式中， $u(\tilde{x}_2)$ 仍采用SOSM控制率，即

$$u(\tilde{x}_2)=\alpha_e|x_2^*-x_2|^{1/2}\text{sign}(x_2^*-x_2)+v_e$$
 (38)

$$\dot{v}_e=\beta_e\text{sign}(x_2^*-x_2)$$

假设 $\phi(t)$ 有界，可通过选择适当的控制增益 α_e 、 β_e 来保证 $u(\tilde{x}_2)$ 在有限时间收敛。电压平衡回路的控制框图如图5所示。

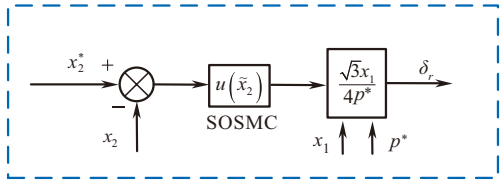


图 5 电压平衡回路控制框图

Fig. 5 Block diagram of voltage balancing loop control

3 实验验证

为了验证所提方法的有效性，运用MATLAB/Simulink软件搭建15 kW三电平NPC变流器的仿真模型，并制作实验样机，同时搭建实物平台。实验样机如图6所示，电路实验仿真参数见表2，控制器的参数见表3。

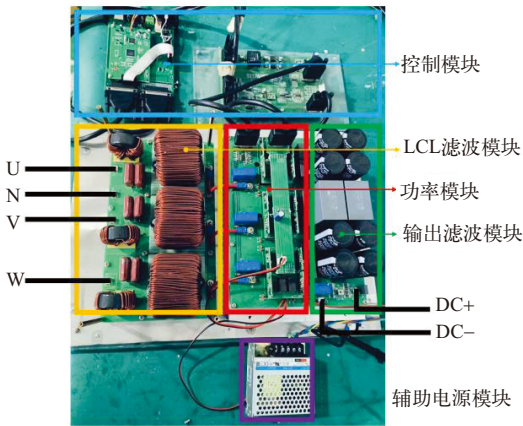


图 6 三电平 NPC 变流器实验样机

Fig. 6. Experimental prototype of a three-level NPC converter

表 2 电路实验仿真参数

Tab. 2 Circuit simulation parameters

参数	数值
开关频率 f_s/kHz	10
交流电压有效值 v_{gabc}/V	220
直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	6 000
交流侧电感 L/mH	2.2
直流母线电压 u_{dc}/V	750
直流侧负载 R_{dc}/Ω	37.5

表 3 控制器参数

Tab. 3 Controller parameters

控制环	参数
电压调节环	$F_v=1\ 250$ $\varpi_1=2\ 500$ $\tau_1=0.08$ $\alpha_{v1}=5$ $k_v=5$ $m_v=320$ $\varepsilon_1=7$ $\varepsilon_2=500$
功率跟踪环	$F_i=200$ $\varpi_2=1.58\times10^{-3}$ $\tau_2=0.08$ $\alpha_{i1}=1.41\times10^{-6}$ $m_i=160$ $k_i=1.41\times10^{-6}$
直流中点平衡环	$\alpha_e=20$ $\beta_e=1$

PI与SOSM-LESO负载切换仿真波形比较如图7所示。图7a为SOSM-LESO满载到半载波形，0.4 s之前输出电压稳定在750 V，输出纹波在2.2 V左右，输出功率为15 kW，负载为37.5 Ω 。在0.4 s后切载到75 Ω ，此时NPC变流器由满载切换到半载，输出功率为7.5 kW；观察该波形可以看到切载瞬间输出电压上升了12 V，随后经过控制调节下降稳定在750 V，其中调节时间仅为0.08 s。对比图7b的PI控制策略，虽然电压纹波相较于本文提出的控制策略略小，但切载后电压上升幅度较大为46 V；且调节时间较长为0.33 s。图7c和图7d为NPC变流器由半载7.5 kW切换到满载15 kW的波形，对比图7c和图7d可知，SOSM-LESO控制电压下降幅度较小，且反馈响应速度较快。综上所述，通过图7的负载切换实验可以看出，本文控制方法可以提高系统的动态响应能力，且具有较强的鲁棒性。

对实验样机进行负载切换测试，NPC变流器网侧电流波形和输出电压波形如图8所示，为空载切换到半载7.5 kW时的变化，考虑到输出负载为阻性负载，切换时有偏差，所测实物误差偏大。

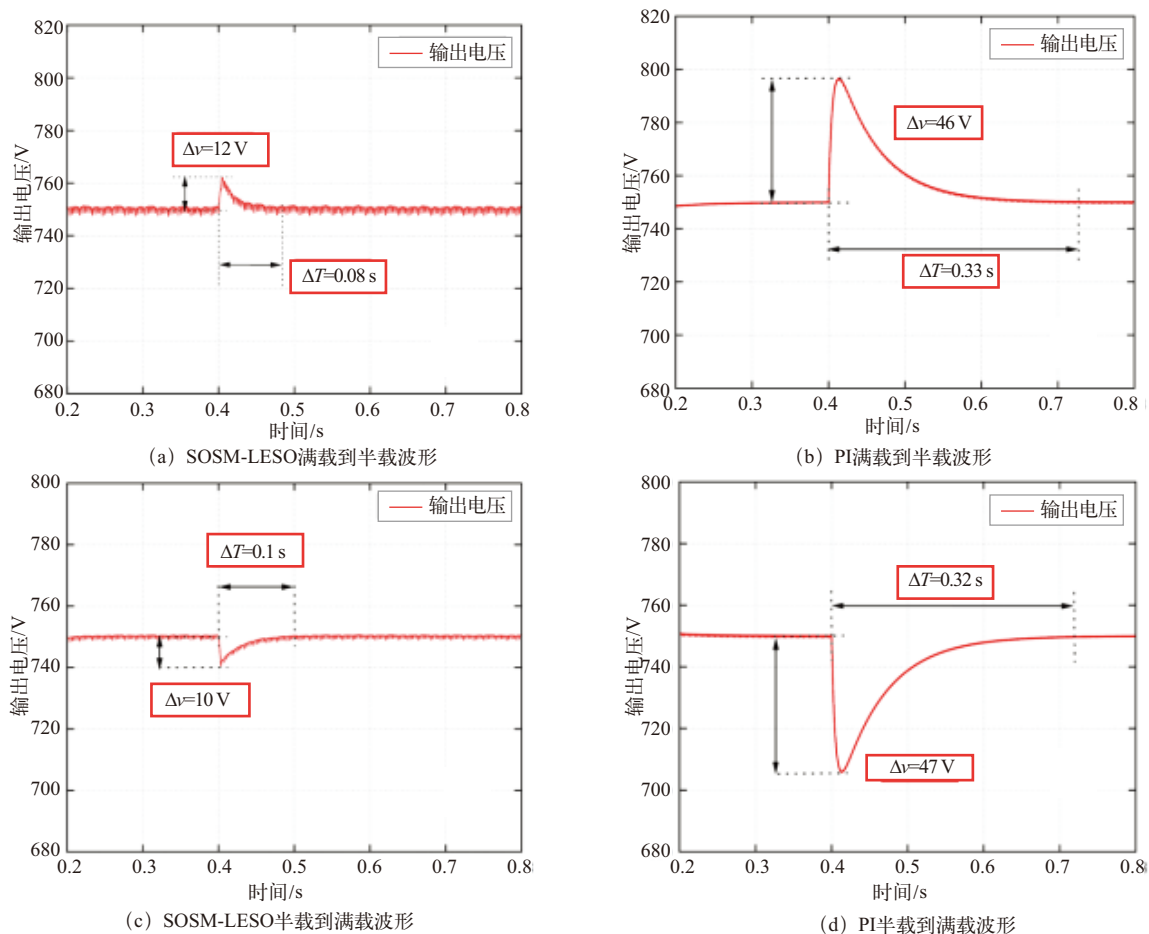


图7 PI与SOSM-LESO负载切换仿真波形比较

Fig. 7 Comparison of PI and SOSM-LESO load switching simulation waveforms

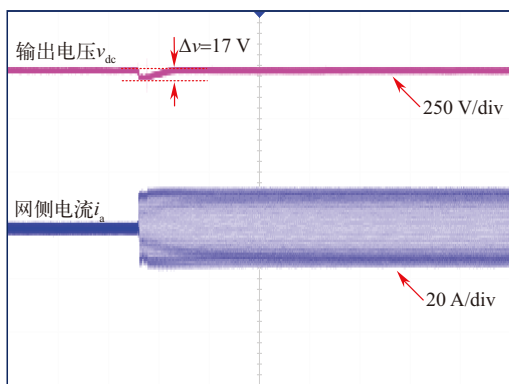


图8 空载-半载网侧电流波形和输出电压波形

Fig. 8 Current waveforms and output voltage waveforms on the no-load-half-carrier grid side

NPC变流器由空载切换至7.5 kW，再切换至15 kW时的网侧电流和输出电压波形如图9所示。由图9可见，负载切换时网侧电流响应较

快，且无电流畸变。

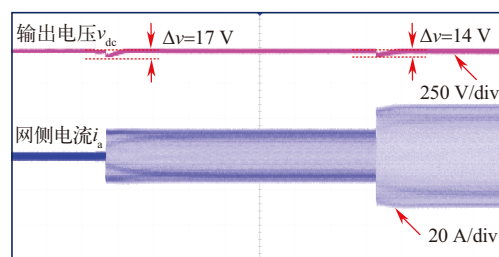


图9 空载-半载-满载网侧电流波形和输出电压波形

Fig. 9 Current waveforms and output voltage waveforms on the no-load, half-load, and full-load grids

中性点电位波形和网侧电流波形如图10所示。该波形为负载由7.5 kW切换至15 kW时所测，黄/红波形为上下电容电压的值，蓝色为网侧电流波形。如图10所示，上下电容电压波形几乎重合，表明直流侧上下电容电压控制良好。

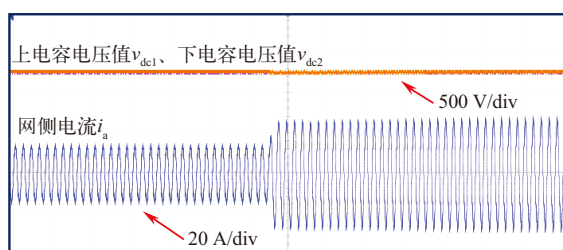


图 10 中点电位波形和网侧电流波形
Fig. 10 Midpoint potential waveform and grid-side current waveform

4 结束语

本文针对充电机器人的三相NPC功率变流器，提出了一种基于DPC的SOSM-LESO控制策略。设计了电压调节环、功率跟踪环和直流中性点平衡环的三环控制；将LESO作为观测器附加到电压调节回路中，观测负载变化，并补偿输出。设计实验仿真，对PI和所提出的SOSM-LESO控制策略进行了性能比较。实验结果表明，在负载切换过程中，SOSM-LESO控制策略输出电压纹波较小且稳定时间较短，输出功率较稳定，在实际应用过程中，提高了充电机器人充电的效率；直流侧中性点电位平衡度高，提高了充电机器人功率模块的安全性和使用寿命。综上所述，本文所提控制策略适合于充电机器人的实际应用。

参考文献

- [1] 杨磊, 浑连明, 祖国强, 等. 电动汽车充电机器人发展现状和标准需求[J]. 中国电力, 2024, 57(4): 89-99.
- [2] 牛小兵, 董文浩, 石洁, 等. NPC三电平整流器的混合参数自适应控制[J]. 上海海事大学学报, 2024, 45(1): 104-110.
- [3] LUO W, VAZQUEZ S, LIU J, et al. Control system design of a three-phase active front end using a sliding-mode observer[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2022, 52(2): 739-748.
- [4] 曾俊杰, 苏鑫, 李正, 等. 三相电压型PWM整流器的自抗扰控制研究[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(1): 93-99.
- [5] 康加逸, 于新红, 汪凤翔. LC滤波型三电平NPC逆变器无模型预测电流控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(8): 17-20.
- [6] FENG Qifan, XIA Yanghong, YANG Pengcheng, et al. Unbalance compensation for PV-dominated 3P-4W distribution networks[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(3): 1983-1996.
- [7] 马辉, 曾雨涵, 苗桂喜, 等. 基于PFC电路直流纹波抑制的二阶自适应滑模控制器设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 2024.
- [8] LIU Lei, YIN Yunfei, ZHANG Zhenbin, et al. Multidisturbances compensation for three-level NPC converters in microgrids: A robust adaptive sliding mode control approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(6): 8917-8931.
- [9] GONG C, SOU W, LAM C. Second-order sliding mode current controller for LC-coupling hybrid active power filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 1883-1894.
- [10] WANG Hui, CHEN Xida, ZHAO Xun, et al. A cascade PI-SMC method for matrix converter-fed BDFIM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2541-2550.
- [11] LIN Hao, YIN Yunfei, SHEN Xiaoning, et al. Fuzzy logic system-based sliding-mode control for three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3307-3319.
- [12] SHEN Xiaoning, LIU Jianxing, LIN Hao, et al. Cascade control of grid-connected NPC converters via sliding mode technique[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(3): 1491-1500.
- [13] 王一翔, 孙士涛, 程鹏, 等. 不平衡电压条件下

- 双馈感应发电机混合直接功率控制策略[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6): 199-205.
- [14] LIU Lei, ZHANG Zhenbin, YIN Yunfei, et al. An efficient Robust power-voltage control for three-level NPC converters in microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(4): 5849-5863.
- [15] 蒋佳琛, 一政. 一种三电平NPC变换器中点电位平衡控制策略[J]. 电气传动自动化, 2023, 45(6): 1-5.
- [16] 郭磊磊, 王华清, 代林旺, 等. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2): 21-31, 34.
- [17] 马明, 廖鹏, 蔡雨希, 等. LCL并网逆变器一阶自抗扰控制及基于粒子群优化的控制参数整定方法[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(11): 174-182.
- [18] LIU Lei, ZHANG Zhenbin, YIN Yunfei, et al. A robust high-quality current control with fast convergence for three-level NPC converters in microenergy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(11): 10716-10726.
- [19] SHEN Xiaoning, LIU Jianxing, LIU Zhuang, et al. Sliding-mode control of neutral-point-clamped power converters with gain adaptation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 9189-9201.

作者简介

张政（1996—），男，硕士研究生，主要研究方向为机器人检测与控制。

刘胜永（1976—），男，博士，教授，主要研究方向为电力电子装置、电动汽车能量管理、新能源发电与控制技术。

（收稿日期：2024-10-17）