

# 基于自抗扰控制的四象限变流器过压抑制方法

姚大顺<sup>1,2</sup>, 徐 瑞<sup>3</sup>, 张 林<sup>1,2</sup>, 李金池<sup>1,2</sup>, 郭 洋<sup>1,2</sup>

(1. 动车组和机车牵引与控制国家重点实验室, 辽宁 大连 116041; 2. 中车大连电力牵引研发中心有限公司, 辽宁 大连 116041; 3. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

**摘 要:** 动车组牵引变流器中间回路过压故障会加速支撑电容、IGBT 等器件的老化, 影响器件的使用寿命, 严重时会导致 IGBT 器件击穿。为了减小负载突变对中间电压的冲击, 本文提出了一种基于自抗扰控制的四象限过压抑制方法。首先, 对单相四象限变流器进行数学建模, 分析了负载突变对中间电压的影响及传统比例 - 积分 (PI) 控制器对于负载突变抑制能力不足的原因。然后采用自抗扰控制方法设计电压环, 对系统总扰动进行实时估计并采取前馈补偿的方法, 解决负载突变引起的过压问题。利用 Matlab/Simulink 软件对两种控制方法进行离线仿真对比, 采用动车组牵引控制单元和 dSPACE 实时硬件系统进行两种控制方法的半实物硬件在环 (HIL) 实验验证工作。最后仿真和实验结果表明, 自抗扰电压环控制器具有更强的鲁棒性, 能有效地解决因负载突变导致的中间回路过压问题。

**关键词:** 自抗扰; 四象限变流器; 总扰动; 鲁棒性; 硬件在环

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2022)08-0074-06

DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2022.08.005

## Overvoltage Suppression Method for Four-quadrant Converter Based on Active Disturbance Rejection Control

YAO Dashun<sup>1,2</sup>, XU Rui<sup>3</sup>, ZHANG Lin<sup>1,2</sup>, LI Jinchi<sup>1,2</sup>, GUO Yang<sup>1,2</sup>

(1. State Key Laboratory for Traction and Control System of EMU and Locomotive,

Dalian Liaoning 116041, China; 2. CRRC Dalian Electric Traction R&D

Center Co., Ltd., Dalian Liaoning 116041, China; 3. Changchun Institute of

Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,

Changchun 130033, China)

**Abstract:** The overvoltage fault of the intermediate circuit of the traction converter of the EMU will accelerate the aging of the intermediate support capacitor, IGBT and other devices, affect the service life of the device, and cause the breakdown of the IGBT device in severe cases. In order to reduce the impact of sudden load disturbance on the intermediate voltage, this paper proposed a four-quadrant converter overvoltage suppression method based on active disturbance rejection control to improve the robustness of the four-quadrant control system. First of all, mathematical modeling of a single-phase four-quadrant converter was carried out, and the influence of load mutation disturbance on the intermediate voltage was analyzed and the reason for the insufficient suppression ability of traditional proportional-integral (PI) controller for load disturbance mutation is analyzed. Then, the auto disturbance rejection control method was adopted to design the voltage loop, the total disturbance of the system was estimated in real time and the feedforward compensation method was adopted to solve the overvoltage problem caused by the sudden change of load. Then, Matlab/Simulink software was used to conduct offline simulation comparison of the two control methods, and the hardware-in-the-loop (HIL) experimental verification of the two control methods was carried out using the EMU traction control unit and the dSPACE real-time hardware system. Finally, the simulation and experimental results show that the active disturbance rejection voltage loop controller has stronger robustness and can effectively solve the overvoltage problem of the intermediate loop caused by the sudden load change.

**Key words:** active disturbance rejection; four-quadrant converter; total disturbance; robustness; hardware-in-the-loop

收稿日期: 2021-06-07, 修回日期: 2021-09-27

基金项目: 中国博士后科学基金特别资助项目(2020TQ0350)

作者简介: 姚大顺(1991), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为牵引四象限变流器控制。

徐 瑞(1991), 男, 博士, 特别研究助理, 研究方向为运动伺服控制, 非线性控制理论。

## 0 引言

近年来, 随着我国铁路运输行业的高速发展, 电力机车具备能量双向流动、绿色环保等特点, 已成为当今铁路运输行业的主流<sup>[1]</sup>。但动车组在运行过程中, 也引发一些问題。如乌鲁木齐局 CR200J-1019 车组在 2019 年 11 月 6 日发生牵引中间回路过压故障<sup>[2]</sup>。据统计, 当月乌局共发生类似故障 8 起。经过对故障时刻运行数据整理, 分析结论均为逆变器在满功率牵引工况下检测到故障突然封锁脉冲, 能量回馈至中间回路, 引起中间电压升高超过保护值。这反映出四象限变流器电压环的鲁棒性差, PI 控制器对于负载扰动突变的情况, 调节能力不足。

自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 是韩京清发明的一种不依赖系统精确模型的控制技术, 具有模型依赖性低, 鲁棒性强, 跟踪精度高的特点<sup>[3]</sup>。但最初韩京清所提出的自抗扰控制涉及大量非线性函数, 在参数整定上存在一定困难, 这不利于自抗扰控制技术的推广和应用<sup>[4]</sup>。鉴于此, 高志强教授提出线性化、带宽化的线性自抗扰控制器 (Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC)<sup>[5]</sup>。至此, 自抗扰控制器被广泛应用于永磁电机控制, 飞行器控制, 异步电机控制, 逆变器并网控制, DC-DC 变换器控制和水力发电等领域<sup>[6-13]</sup>。

本文采用自抗扰控制技术设计四象限电压环控制器, 提高四象限电压环的鲁棒性, 解决四象限变流器在负载扰动突变过压故障问题。

## 1 单相四象限变流器的数学模型

图 1 为 CR200J 型动车组的单相四象限的主电路拓扑图, 其中 VT1-VT4 为 4 个由 IGBT 反并联二极管构成的开关器件,  $L$  和  $R$  分别为变压器次边等效漏感和电阻,  $C_d$  为中间回路支撑电容,  $R_L$  为负载侧等效电阻。

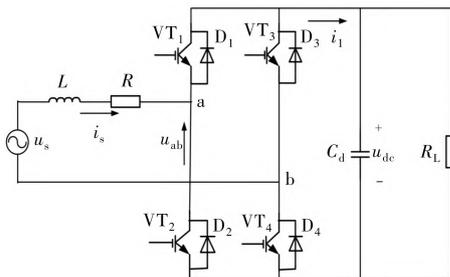


图 1 单相四象限变流器主电路拓扑图

由基尔霍夫定律得到式 (1) 电容电压方程和电感电流方程。

$$\begin{cases} C_d \frac{du_{dc}}{dt} = i_1 - \frac{u_{dc}}{R_L} \\ L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{ab} - i_s R \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_s$  为变压器次边电压,  $i_s$  为四象限输入电流,  $i_1$  为四象限输出电流,  $u_{dc}$  为中间回路支撑电容两端电压,  $u_{ab}$  为四象限交流侧电压。

为了便于分析, 定义理想开关函数为

$$\begin{cases} S_a = \begin{cases} 0 & (\text{VT1 导通, VT2 关断}) \\ 1 & (\text{VT2 导通, VT1 关断}) \end{cases} \\ S_b = \begin{cases} 1 & (\text{VT3 导通, VT4 关断}) \\ 0 & (\text{VT4 导通, VT3 关断}) \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

根据式 (2) 的理想开关函数, 得到单相四象限理想开关函数模型如图 2 所示。

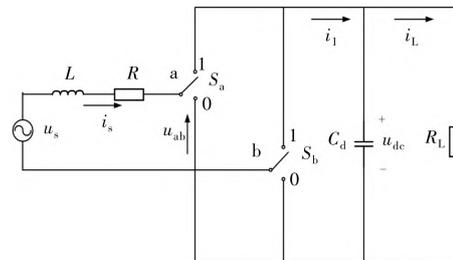


图 2 单相四象限变流器开关等效电路图

由图 2 可知:

$$\begin{cases} i_s = (S_a - S_b) i_1 \\ u_{dc} = (S_a - S_b) u_{ab} \end{cases} \quad (3)$$

将式 (3) 带入式 (1) 得到单相四象限变流器的开关等效数学模型为

$$\begin{cases} C_d \frac{du_{dc}}{dt} = (S_a - S_b) i_s - \frac{u_{dc}}{R_L} \\ L \frac{di_s}{dt} = u_s - (S_a - S_b) u_{dc} - i_s R \end{cases} \quad (4)$$

由于开关函数  $S_a$ ,  $S_b$  的存在, 该数学模型具有时变、非线性的特征, 不利于系统的性能分析<sup>[14]</sup>。

## 2 单相四象限变流器双闭环控制

为保持中间电压恒定, 功率因数接近 1, 单相四象限变流器通常采用电压外环和电流内环组成的双闭环控制策略, 控制结构图如图 3 所示。

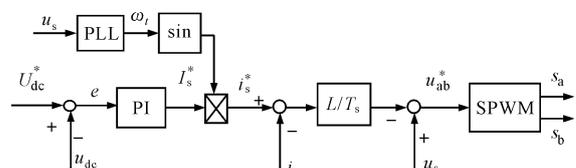


图 3 四象限变流器双闭环控制系统结构图

其中,电压外环采用PI控制器,其控制原理为中间电压给定值  $U_{dc}^*$  与反馈值  $u_{dc}$  相减经PI控制器输出,电压外环的计算输出作为电流内环的幅值给定  $i_s^*$ ,与锁相环(PLL)输出的电网同步信号相乘,作为电流环的给定。电流内环采用预测电流控制策略。将电流环输出与次边电压  $u_s$  相减,得到调制指令信号  $u_{ab}^*$ ,经SPWM调制输出四路脉冲驱动信号,控制开关器件开通关断。

动车组在线路上运行时,逆变器输出功率受到司机手柄级位和车速影响,存在一定的不确定性。等效成式(4)中负载阻抗  $R_L$  具有时变性,可将  $R_L$  对  $u_{dc}$  的影响视为电压外环的未知扰动。对于图3所示的控制系统,采用PI控制器设计的电压环,原理是利用电压环的给定值和测量值之间的误差量生成控制量进行测量和补偿,本质是一种滞后补偿策略。并没有实时对扰动量进行测量和补偿,因此鲁棒性差。对于负载突变的工况,容易引起过压故障。

### 3 单相四象限变流器自抗扰控制器设计

#### 3.1 电压环模型线性化

根据第2节分析可得,由于PI控制器没有对系统的扰动进行实时测量,导致系统鲁棒性差的特点。本文提出利用自抗扰技术设计电压环,对扰动量进行实时测量和补偿。提高四象限控制系统的鲁棒性,解决负载扰动突变导致的过压问题。

考虑式(4)具有时变、非线性函数,不利于分析的特点,建立系统平衡点附近的线性化模型<sup>[15-16]</sup>。中间电压平衡点为

$$u_{dc} = \bar{U}_{dc} + u_a \sin(2wt + \theta) \quad (5)$$

忽略IGBT器件损耗开关损耗,可近似认为四象限交流输入侧和直流输出侧功率相等。

$$P_{in} = P_{out} \quad (6)$$

四象限输入侧功率  $P_{in}$  为

$$P_{in} = u_{ab} i_s = (u_s - u_L) i_s \quad (7)$$

其中,

$$u_s = U_s \sin(wt) \quad (8)$$

考虑单位功率因数,电流环响应时间远小于电压环,得

$$i_s = I_s^* \sin(wt) \quad (9)$$

计算出电感两端电压

$$u_L = wLI_s^* \cos(wt) \quad (10)$$

将式(8)~式(10)带入式(7)得

$$P_{in} = (U_s \sin(wt) - wLI_s^* \cos(wt)) * I_s^* \sin(wt) = \frac{1}{2} U_s I_s^* - \frac{1}{2} U_s I_s^* \cos(2wt) - \frac{1}{2} (I_s^*) wL \sin(2wt) \quad (11)$$

四象限输出侧功率为

$$P_{out} = u_{dc} i_1 = u_{dc} (C_d \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L}) \quad (12)$$

联立式(10)~式(11)得被控对象运动方程:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{1}{R_L C_d} u_{dc} + \frac{U_s}{2u_{dc} C_d} I_s^* - \frac{U_s}{2u_{dc} C_d} I_s^* \cos(2wt) - \frac{(I_s^*)^2 wL}{2u_{dc} C_d} \sin(2wt) \quad (13)$$

令

$$w(t) = -\frac{U_s}{2u_{dc} C_d} I_s^* \cos(2wt) - \frac{(I_s^*)^2 wL}{2u_{dc} C_d} \sin(2wt) \quad (14)$$

则式(13)变成

$$\frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{1}{R_L C_d} u_{dc} + \frac{U_s}{2u_{dc} C_d} I_s^* + w(t) \quad (15)$$

令

$$f(u_{dc}, t, w(t)) = -\frac{1}{R_L C_d} u_{dc} + w(t) \quad (16)$$

结合式(15) - 式(16),  $u_{dc}$  和  $I_s^*$  之间满足关系:

$$\dot{x} = f(x, t, w(t)) + b(t)u \quad (17)$$

由于  $b(t) = \frac{U_s}{2u_{dc} C_d}$  项,含有  $u_{dc}$ ,具有一定的时变性,考虑在平衡点附近,选取标称量:

$$b_0 = \frac{U_s}{2U_{dc}^* C_d} \quad (18)$$

将  $(b(t) - b_0(t)) \cdot u(t)$  作为新的扰动项。

总扰动被定义为

$$a(t) = f(x, t, w(t)) + (b(t) - b_0(t))u(t) \quad (19)$$

被控对象运动方程如式(20)所示。

$$\dot{u}_{dc} = a(t) + b_0 I_s^* \quad (20)$$

#### 3.2 基于线性自抗扰的电压环控制器的设计

##### 3.2.1 线性状态观测器(LESO)的设计

根据式(20),建立二阶扩张状态观测器,形式如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -\beta_1 \cdot (z_1 - u_{dc}) + b_0 \cdot I_s^* + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \cdot (z_1 - u_{dc}) \end{cases} \quad (21)$$

式中,  $z_1$  为中间电压  $u_{dc}$  的观测值,  $z_2$  为总扰动  $a(t)$  的观测值。 $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0$  为可调误差反馈系数, 决定状态观测器的跟踪速度。

### 3.2.2 控制律设计

由式(20)  $u_{dc}$  和  $I_s^*$  的关系, 设计一阶线性自抗扰控制器:

$$I_s^* = \frac{k_p(U_{dc}^* - z_1) - z_2}{b_0} \quad (22)$$

式中,  $k_p$  为控制器比例系数, 得到基于自抗扰电压外环的四象限双闭环控制策略, 如图 4 所示。

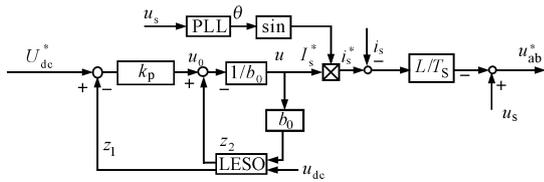


图 4 基于自抗扰外环的双闭环控制系统结构图

### 3.2.3 参数整定

采用文献[5]提出的带宽整定法。对于二阶  $LE-SO$  选择:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (23)$$

$$k_p = \omega_c \quad (24)$$

式中,  $\omega_0$  为观测器带宽,  $\omega_c$  为控制器带宽。需要整定的参数变成 3 个, 即  $\omega_0, \omega_c, b_0$ , 其中  $b_0$  由式(18)确定, 文献[5]指出, 一般的选择经验是:

$$\omega_0 \approx (3 \sim 5)\omega_c \quad (25)$$

## 4 仿真验证

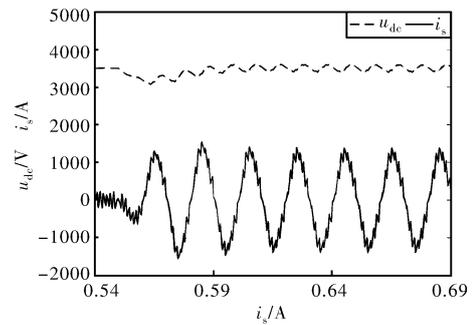
采用 Matlab/Simulink 软件搭建图 1 所示 CR200J 型动车组主电路拓扑, 电压环分别采用 PI 控制器和 ADRC 控制器对四象限控制系统进行仿真, 系统参数如表 1 所示。

据表 1 主电路参数和式(18)得  $b_0 = 42.55$ , ADRC 控制器参数选择  $\omega_0 = 180 \text{ rad/s}, \omega_c = 60 \text{ rad/s}$ ; PI 控制器参数选择  $P = 3, I = 25$ 。

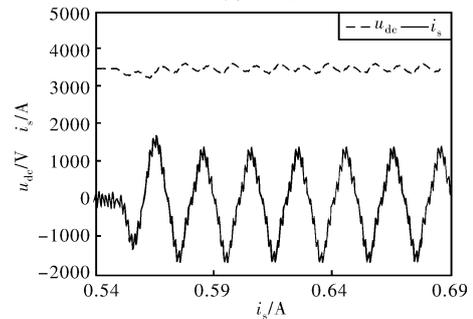
表 1 仿真系统参数表

系统参数名称	参数值	系统参数名称	参数值
次边电压 $U_s/V$	2757.3	负载电阻 $R/\Omega$	7.5
次边等效漏感 $L/H$	$3.3e-3$	中间电压给定 $U_{dc}^*/V$	3500
支撑电容 $C_d/F$	$9.5e-3$	IGBT 开关频率 $f/Hz$	350

图 5 和表 2 的仿真结果表明在牵引满载突投工况下, ADRC 控制器相比于 PI 控制器在满载突投中间电压的冲击减小了 178 V, 恢复时间缩短了 27.08 ms。



(a) PI算法

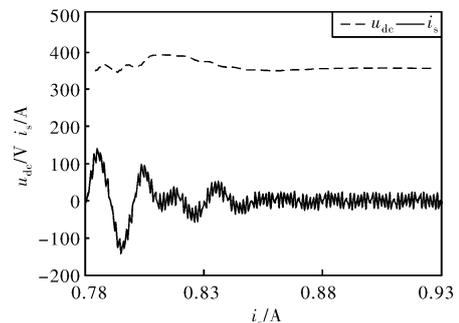


(b) ADRC算法

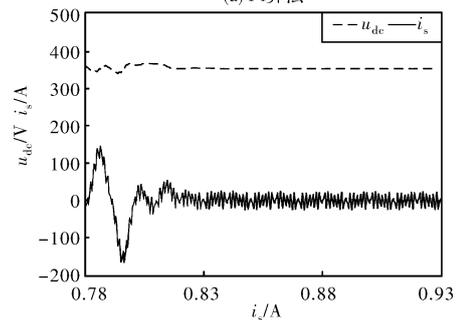
图 5 满载突投工况仿真波形

表 2 满载突投工况仿真性能对比

控制方式	电压谷值/V	恢复时间/ms
ADRC	3247	24.37
PI	3069	51.45



(a) PI算法



(b) ADRC算法

图 6 满载突切工况仿真波形

表 3 满载突切工况仿真性能对比

控制方式	电压峰值/V	恢复时间/ms
ADRC	3684	31.12
PI	3856	89.22

图 6 和表 3 的仿真结果表明在牵引满载突切工况下, ADRC 控制器相比于 PI 控制器在满载突投中间电压的冲击减小了 172 V, 恢复时间缩短了 58.1 ms。

### 5 半实物仿真实验验证

为了验证本文控制方案的工程有效性。本文基于 dSPACE 硬件实时系统对被控对象 CR200J 型动车组牵引系统的主电路拓扑进行实时数字模型模拟, 采用 CR200J 型动车组牵引控制单元(Traction Control

Unit, TCU)进行程序设计, 两者通过脉冲光纤线、硬线及连接器实现信号交互, 构成硬件在环(Hardware-in-the-loop, HIL)平台<sup>[17]</sup>。平台结构如 7 图所示。其中, dSPACE 硬件系统采用 DS1006 主处理器, TCU 牵引控制单元采用 TMS320F28335 主控芯片。

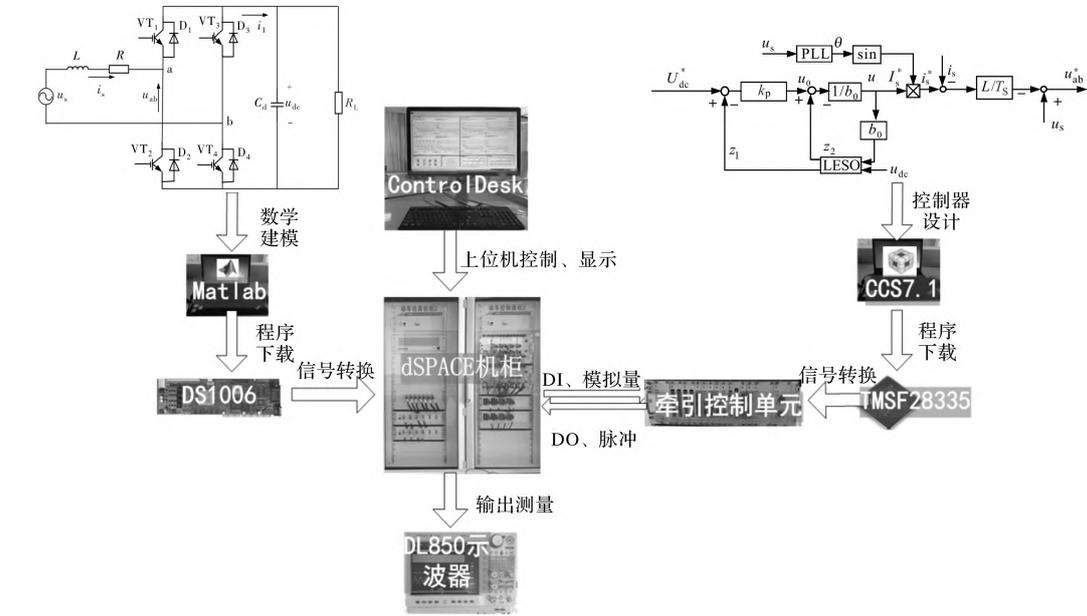


图 7 HIL 平台结构图

从图 8 和表 4 的实验结果可以看出在牵引满载突投工况下, 采用 ADRC 控制器中间电压的恢复时间为 68.22 ms, 由于真实牵引控制单元(TCU)在实验过程中受到 IGBT 开关特性、死区时间(25 μs)、最小脉宽限制(60 μs)、采样噪声等因素影响, 导致实验结果较离线仿真恢复时间要长。然而仍可以看出 ADRC 控制器相比于 PI 控制器中间电压冲击减小了 105 V, 恢复时间缩短了 35.1 ms。

表 4 满载突投工况实验性能对比

控制方式	电压谷值/V	恢复时间/ms
ADRC	3082	68.22
PI	2977	103.32

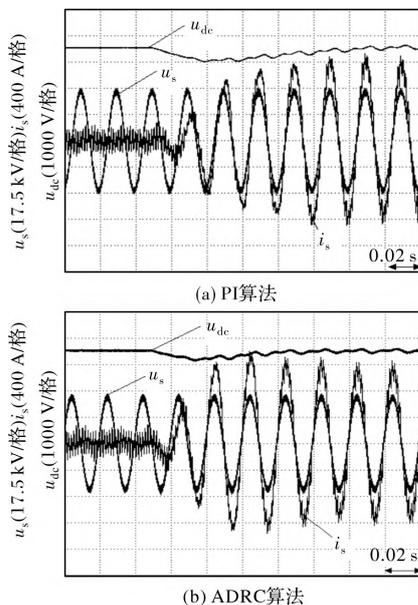


图 8 满载突投工况实验波形

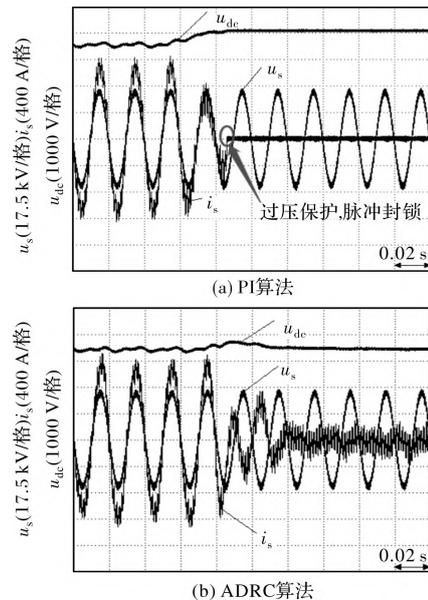


图 9 满载突投工况实验波形

图 9 和表 5 的实验结果表明在牵引满载突切工况下, ADRC 控制器在负载突切时刻, 中间电压峰值为 3862 V, 恢复时间为 68.24 ms, PI 控制器在负载突切时刻, 中间电压峰值超过保护值 4000 V, 触

发 TCU 过压保护逻辑, 引起中间回路过压故障, 控制单元脉冲封锁。实验结果验证了 ADRC 算法抑制负载突变导致过压保护的工程有效性。

表 5 满载突切工况实验性能对比

控制方式	电压峰值/V	恢复时间/ms
ADRC	3862	68.24
PI	4125	脉冲封锁

## 6 结 论

本文采用自抗扰控制策略解决由负载突变导致的过压问题, 分析了传统 PI 算法对于负载突变工况调节能力不足的原因, 设计 ADRC 电压环控制器, 基于 Matlab/Simulink 进行离线仿真, 验证了算法的理论可行性。基于 HIL 平台进行了半实物仿真实验, 验证了本文提出算法的工程可行性。半实物仿真结果表明: 相较于传统的 PI 控制器, 本文提出的自抗扰电压外环控制器具备更强的鲁棒性, 能有效抑制负载突变引起的中间电压波动, 缩短负载突变工况中间电压的恢复时间。对解决负载突变导致的过压问题具有一定的理论分析和工程应用价值。

## 参考文献

- [1] 申瑞源. 我国机车车辆技术的发展与展望[J]. 铁道学报, 2019, 41(1): 42-48.
- [2] 何平. 交流传动电力机车主电路保护技术分析[J]. 铁道机车车辆, 2021, 41(1): 76-79.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1): 25-32.
- [4] 周蓉, 韩文杰, 谭文. 线性自抗扰控制的适用性及整定[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 111-119.
- [5] Gao Z. Scaling and Bandwidth-parameterization Based Controller Tuning[C]. Proceedings of the American control conference. 2006: 4989-4996.
- [6] 刘鉴, 诸德宏, 费城. 基于转矩补偿的永磁同步电机自抗扰控制研究[J]. 微电机, 2020, 53(10): 42-45.
- [7] 李寅生, 陈永军. 变增益策略在 PMSM 自抗扰控制中的应用与研究[J]. 微电机, 2020, 53(4): 82-87.
- [8] 朱明祥, 孙红艳, 姚伟星. 无轴承异步电机自抗扰控制系统[J]. 微电机, 2018, 51(3): 43-46.
- [9] 杨林, 曾江, 马文杰, 等. 基于改进二阶线性自抗扰技术的电网逆变器电压控制[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(4): 146-153.
- [10] 刘俊杰, 高强, 孙明玮, 等. 四旋翼直升机的线性自抗扰与非线性 H2/H $\infty$  混合控制[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2019, 50(4): 127-134.
- [11] Li J, He Y, H Li. Research on Linear Active Disturbance Rejection Control of Linear Motor XY Motion Platform[C]. 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT). Electronics 2020: 1249.
- [12] Liu C, Luo G, Chen Z, et al. A Linear ADRC-based Robust High-dynamic Double-loop Servo System for Aircraft Electro-mechanical Actuators[J]. Aeronautics, 2019, 32(9): 1-8.
- [13] Guo B, Bacha S, Alamir M, et al. LADRC Applied to Variable Speed Micro-hydro Plants; Experimental Validation[J]. Control Engineering Practice, 2019, 85(APR.): 290-298.
- [14] 范声芳, 熊健, 张凯, 等. 大功率机车牵引四象限变流器解耦控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2012 32(21): 63-70.
- [15] 刘诗慧, 林飞, 杨中平, 等. 抑制电气化铁路低频振荡的四象限变流器控制方法[J]. 电工技术学报, 2016(S2): 76-83.
- [16] 林飞, 连巧娜, 杨中平, 等. 交流传动电力机车网电压低频振荡分析[J]. 铁道学报, 2016, 38(4): 32-38.
- [17] 杨凯, 李辉, 郭东山, 等. 基于 dSPACE 的 PMSM 控制器快速开发平台设计与实现[J]. 微电机, 2015(4): 75-79.
- [5] 李和明, 张健, 罗应力, 等. 考虑交叉饱和影响的永磁同步电机稳态参数有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 104-110.
- [6] 李和明, 张健, 刘明基, 等. 基于时步有限元的永磁同步电机稳态参数改进计算方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 35-41.
- [7] 郑萍, 王勃, 吴帆, 等. 电动汽车用双三相永磁同步电机饱和和电感特性分析及计算方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 19-25.
- [8] 符荣, 窦满峰. 电动汽车驱动用内置式永磁同步电机直轴电感参数计算与实验研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 30-37.
- [9] Stumberger B, Stumberger G, Dolinar D, et al. Evaluation of Saturation and Cross-magnetization Effects in Interior Permanent-magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(5): 1264-1271.
- [10] 李景灿, 廖勇. 考虑饱和及转子磁场谐波的永磁同步电机模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 60-66.
- [11] George T, Bozhidar S. Saturation Effects on the Parameters of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with Different Rotor Configuration[J]. Materials Science Forum, 2016, 856: 257-262.
- [12] Nasiri-zarandi R, Mirsalim M. Finite-element Analysis of an Axial Flux Hysteresis Motor Based on a Complex Permeability Concept Considering the Saturation of the Hysteresis Loop[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1390-1397.
- [13] 朱龙飞, 朱建国, 佟文明, 等. 非晶合金永磁同步电机空载损耗[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 21-26.

(上接第 27 页)