

DOI:10.11784/tdxbz202505028

基于自抗扰控制的储能型交流励磁调 相机暂态应力抑制策略

朱东海¹, 陈 依¹, 袁奥特¹, 杨小磊¹, 曹天植², 胡家兵¹

(1. 强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学), 武汉 430074; 2. 国网冀北电力有限公司, 北京 100054)

摘要: 储能型交流励磁调相机具备同时支撑电压和频率的能力, 在保障新型电力系统稳定性方面具备显著优势。然而, 在暂态支撑过程中, 储能型交流励磁调相机多重应力越限问题突出, 严重影响其安全性与使用寿命。为解决这一问题, 提出了一种基于线性自抗扰控制的暂态应力抑制策略。首先, 分析了储能型交流励磁调相机在电网电压故障下的暂态应力特性, 提出了储能型交流励磁调相机自抗扰控制方法; 然后, 通过伯德图对比分析了自抗扰控制在抑制扰动方面的优势, 并采用粒子群优化算法对自抗扰控制器参数进行优化; 最后, 对所提控制策略进行了仿真验证。实验结果表明, 所提策略能够显著抑制调相机在暂态过程中的多重应力, 提升其快速响应与稳定支撑能力, 为新型电力系统的安全稳定运行提供有力支撑。

关键词: 储能型交流励磁调相机; 电网故障; 应力抑制; 线性自抗扰控制

中图分类号: TM342

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)10-1045-12

Transient Stress Suppression Strategy for Energy-Storage AC-Excited Condensers Based on Active Disturbance Rejection Control

Zhu Donghai¹, Chen Yi¹, Yuan Aote¹, Yang Xiaolei¹, Cao Tianzhi², Hu Jiabing¹

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. State Grid Jibei Electric Power Company Limited, Beijing 100054, China)

Abstract: Energy-storage AC-excited condenser (ESAEC) can simultaneously provide voltage and frequency support, offering significant advantages for enhancing the stability of modern power systems. However, during transient support processes, these devices are prone to severe multitransient stresses, which seriously threaten their operational safety and service life. To address these issues, a transient stress suppression strategy based on linear active disturbance rejection control (LADRC) was proposed. First, the transient stress characteristics of ESAEC under grid-voltage fault conditions were analyzed, and an LADRC-based control framework for ESAECs was proposed. The superior disturbance suppression capability of LADRC was demonstrated through Bode diagram comparisons, and the active disturbance rejection controller parameters were optimized using the particle swarm optimization (PSO) algorithm. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was validated through simulation experiments. The results showed that the strategy effectively suppresses multitransient stress overshoot during fault conditions, significantly enhances the fast response and stable support capabilities of the ESAEC, and provides strong technical support for the safe and stable operation of new-generation power systems.

Keywords: energy-storage AC-excited condenser (ESAEC); grid fault; stress suppression; linear active disturbance rejection control (LADRC)

收稿日期: 2025-05-23; 修回日期: 2025-09-15.

作者简介: 朱东海 (1991—), 男, 博士, 副研究员.

通信作者: 朱东海, zhudh@hust.edu.cn.

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (2023YFB2406800).

Supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2023YFB2406800).

大力发展新能源是实现双碳目标的重要举措,如今电网主体电源正逐渐由传统同步机向新能源转变. 新能源的发展带来了低惯量、弱支撑等不利特性,导致系统电压、频率问题日益严重. 如何提供可靠的电压和频率支撑是保障系统安全稳定运行的关键技术难题.

调相机作为电网无功补偿装置,已成为提高大规模可再生能源消纳水平的关键设备. 许多国家均已在电网中部署了调相机以支持高比例新能源发电^[1-4]. 目前,中国调相机广泛应用于特高压直流输电工程的换流站附近. 例如,2017 年,中国开发出世界首创的 300 Mvar 新一代调相机,用于动态调节无功功率和维持电压稳定. 同时,中国在 2022 年完成了全球最大规模的分布式调相机群投运,其中包括 21 台 50 Mvar 的调相机,用于提高新能源场站的运行可靠性^[5]. 传统调相机以同步调相机为主,具备较强的无功功率调节能力^[6-7]. 新型同步调相机主要包括基于同轴飞轮的调相机^[8]、基于飞轮变速调节的同步调相机^[9]、超导同步调相机^[10]、双轴励磁调相机^[11]等类型. 这些技术的发展使同步调相机在成本及惯量支撑方面有所提升. 然而,同步调相机自身转动惯量不足,转差可变范围小,可提供的有功功率少,对系统频率的支撑能力弱.

在此背景下,储能型交流励磁调相机(energy-storage AC-excited condenser, ESAEC)逐渐成为研究热点. 这类调相机是一种能够在可控异步状态下运行的先进设备,具有较高的控制自由度. 通过适当的励磁控制策略,ESAEC 可实现对有功功率和无功功率的解耦控制,具备优异的转速适应性和动态响应能力^[12-13],在提升新能源系统稳定性^[14]、改善频率响应及提供惯量支撑方面展现出显著优势^[15-16]. 然而,电网短路故障下 ESAEC 会感应出极大的电动势(electromotive force, EMF),而调相机转子侧变流器容量小且抑制 EMF 扰动的能力有限,导致暂态应力越限问题十分突出,极易强迫停机而脱网. 针对交流励磁电机,已有研究主要通过切换暂态电流指令来实现暂态应力抑制,如灭磁控制^[17]、电流跟踪控制^[18]、定子电流反馈控制^[19]、电感模拟控制等^[20],但暂态期间 ESAEC 不但需要维持自身安全运行,还需要向电力系统注入有功和无功电流来实现频率/电压支撑,因此,单纯通过切换电流指令无法适用于 ESAEC. 优化控制器设计为 ESAEC 抑制暂态应力提供了有效的解决路径,采用响应更迅速、抗扰性更强的控制器如 H_∞ 控制^[21]、模糊 PID 控制^[22]、自抗扰控制^[23]能

够显著提升电机的暂态性能. 然而,交流励磁调相机容量通常在 10 MW 以上,导致变流器开关频率低、控制带宽小,设计高抗扰性控制器难度大. 此外,关于高抗扰性控制器在 ESAEC 中的应用研究尚不充分,缺乏电网故障下抗扰能力分析及应力抑制方法.

线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)通过引入扩张状态观测器实时估计系统总扰动,并结合线性反馈控制器进行动态补偿,从而实现对外部扰动的有效抑制,具有结构简单、鲁棒性强等特征. 本文提出了一种基于自抗扰控制的新型暂态励磁控制策略,旨在提升交流励磁调相机在电网故障下的多重暂态应力抑制能力. 首先,分析了电网电压故障下交流励磁调相机的暂态励磁过程,设计了自抗扰电流环控制器;其次,结合电流环传递函数和伯德图分析了 LADRC 控制策略的抗扰性,并采用粒子群优化算法对 LADRC 参数进行优化;最后,通过仿真实验验证了该方法在电网短路故障下的有效性.

1 交流励磁调相机结构及暂态特性分析

1.1 储能型交流励磁调相机系统

ESAEC 系统由网侧变流器(grid side converter, GSC)、机侧变流器(rotor side converter, RSC)、交流励磁电机(AC-excited machine, ACEM)及高惯量飞轮构成,如图 1 所示. 交流励磁电机通过励磁控制调节转子电流,可在较大的转速范围内高效运行. 其不仅能提供无功功率支撑,还可以根据电网需求调节有功功率. 交流励磁电机的定子绕组直接与电网连接,转子绕组通过三电平 IGCT 变流器与电网相连. 其储能功能通过将转子与飞轮刚性连接实现. 通过合适的控制策略,使飞轮转速在故障期间按需调节,其调节量与频率偏差成正比,可吸收或释放额外有功功率,进而增强系统的频率调节能力和稳定性.

在控制方法上,RSC 基于 dq 解耦实现对电机有功功率和无功功率的精确调整. d 轴控制包括转速环、有功功率环和电流内环,主要负责调节有功功率和转速; q 轴通过无功功率环和电流内环控制无功功率. 在电网电压跌落时,调相机通过调整 q 轴电流指令,提供短时无功功率支撑;在系统频率波动时,通过调整 d 轴电流指令,提供有功功率支撑.

1.2 交流励磁调相机暂态特性分析

在 dq 同步旋转坐标系下,采用电动机惯例,忽略定子电阻,可得到储能型交流励磁调相机转子侧等效电路,如图 2 所示.

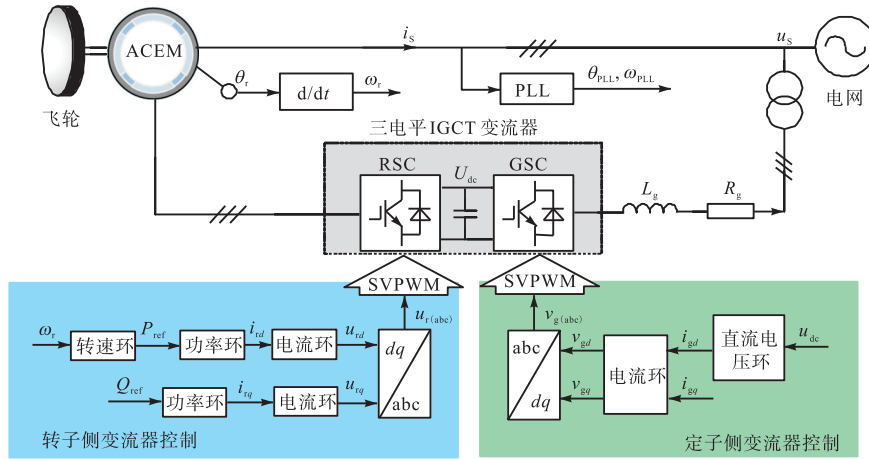


图 1 储能型交流励磁调相机的结构示意图

Fig.1 Schematic of energy-storage AC-excited condenser

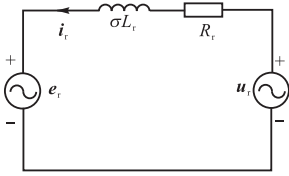


图 2 交流励磁调相机的转子侧等效电路

Fig.2 Rotor-side equivalent circuit of AC-excited condenser

调相机稳态运行时，转子电压和电流的关系^[24]为

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \sigma L_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \sigma L_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} \end{cases} \quad (1)$$

式中： u_{rd} 和 u_{rq} 分别为转子电压的 d 轴和 q 轴分量； R_r 为转子电阻； i_{rd} 和 i_{rq} 分别为转子电流的 d 轴和 q 轴分量； ω_s 和 ω_r 分别为同步旋转角速度和转子旋转角速度； σ 为电机漏感系数； L_r 为转子电感； t 为时间。

电压跌落时，转子绕组上的感应电动势会发生显

著变化，不可忽略，为方便分析，将转子电压分解为转子阻抗上的电压降 u_{RL} 和感应电动势 e_r ，即

$$\begin{cases} u_r = R_r i_r + j(\omega_s - \omega_r) \psi_r + \sigma L_r \frac{di_r}{dt} + e_r \\ e_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_s = \frac{L_m}{L_s} \lambda U_s e^{j\lambda \omega_s t} \end{cases} \quad (2)$$

式中： L_s 为定子电感； L_m 为定、转子互感； ψ_s 为定子磁链； λ 为转差率； U_s 为定子额定电压。当电网发生三相电压对称故障时，EMF 会产生暂态分量^[25]，可以表示为

$$e'_r = \frac{L_m}{L_s} U_s [\lambda(1-p)e^{j\lambda \omega_s t} - (1-\lambda)p e^{-j\omega_s t} e^{-t/\tau_s}] \quad (3)$$

式中： $\tau_s = L_s/R_s$ 为定子时间常数； p 为电网电压跌落深度。

为直观分析电网电压故障下储能型交流励磁调相机的暂态应力，绘制了调相机的关键仿真波形，如图 3 所示。

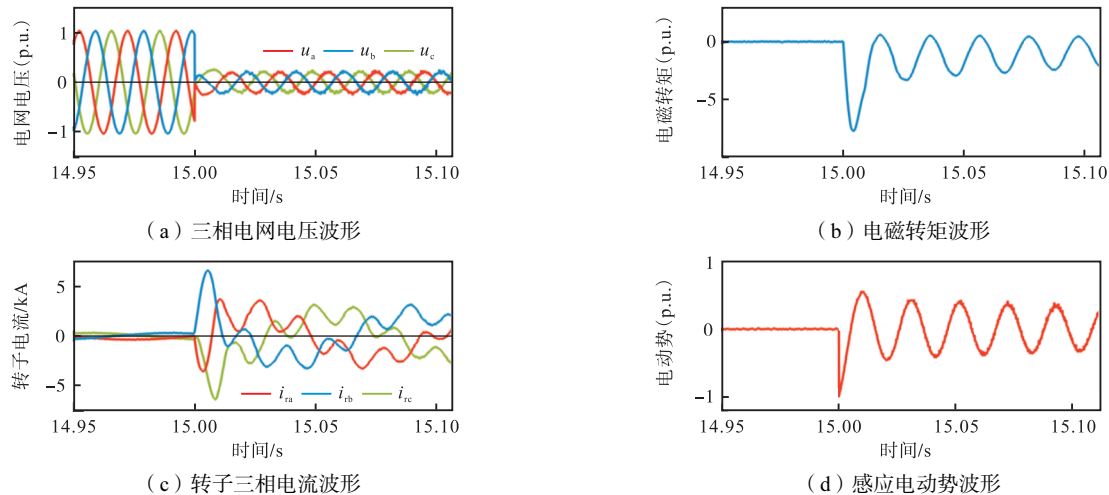


图 3 电网电压故障下交流励磁调相机的暂态特性

Fig.3 Transient characteristics on the AC-excited condenser under power grid voltage faults

在图 3 中,三相电压从 1.0 p.u. 跌落至 0.2 p.u. 时,EMF 的幅值激增至 1.0 p.u., 转子电流最大值超过 5 000 A, 电磁转矩最大幅值增加至 7.0 p.u., 电流应力和转矩应力的激增将严重危害机组的运行安全和使用寿命. 由图 3 可得, 电网故障下 EMF 幅值迅速增大^[26], 此时, 即使机侧变流器输出其最大电压, 仍难以满足所需的转子电压要求, 易引起控制系统失稳. 因此, EMF 扰动是导致储能型交流励磁调相机多重暂态应力越限的主要因素.

2 自抗扰电流环

2.1 自抗扰控制设计原理

线性自抗扰控制通过构建线性扩展状态观测器(linear extended state observer, LESO)和线性误差状态反馈(linear state error feedback, LSEF)控制律, 对暂态过程中系统内外扰动进行估计与补偿, 以确保系统输出跟踪期望参考轨迹^[26]. 为提升电网故障下储能型交流励磁调相机多重应力抑制能力, 本文将线性自抗扰控制器引入转子侧电流环.

选取被控对象微分方程为

$$\dot{y} = bu + f \quad (4)$$

式中: u 和 y 分别为系统输入和输出; b 表示系统控制量增益; f 表示系统总扰动.

令 $x_1 = y, x_2 = f, h = \dot{f}, b_0$ 为 b 的估计值. 将式(4)写为空间状态方程形式, 即

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \\ y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + [0] u \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5)设计 2 阶 LESO 为

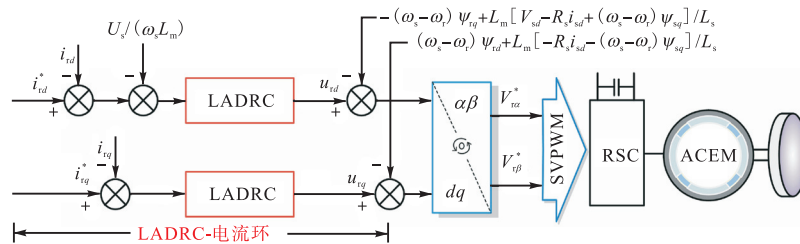


图 4 基于线性自抗扰控制电流环的机侧变流器控制结构

Fig.4 RSC control structure of the LADRC-based current loop

由式(1)和式(2)可得到储能型交流励磁调相机转子 d 、 q 轴电流的 1 阶微分方程为

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{u_{rd}}{\sigma L_r} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} + (\omega_s - \omega_r) i_{rq} - \frac{e_{rd}}{\sigma L_r} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{u_{rq}}{\sigma L_r} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} - (\omega_s - \omega_r) i_{rd} - \frac{e_{rq}}{\sigma L_r} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & \beta_1 \\ 0 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \\ \hat{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

式中: z_1 、 z_2 分别为 y 、 f 的跟踪信号; β_1 和 β_2 均为观测器增益.

设计控制律为

$$u = (u_0 - z_2) / b_0 \quad (7)$$

式中 u_0 为状态误差反馈.

联立式(7)与式(4)得

$$\dot{y} = b_0(u_0 - z_2) / b_0 + f = u_0 \quad (8)$$

由此, LSEF 采用比例积分即可实现对被控对象的控制, 即

$$u_0 = \omega_c(r - z_1) \quad (9)$$

式中: ω_c 为控制器带宽; r 为 y 的参考信号.

根据带宽法^[27]对 LESO 进行参数配置, 由式(6)可求得其特征方程式为

$$\gamma(s) = \begin{vmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{vmatrix} = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 \quad (10)$$

令

$$\gamma(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \quad (11)$$

式中 ω_0 为观测器带宽.

由式(11)可得观测器增益的参数为

$$\beta_1 = 2\omega_0, \beta_2 = \omega_0^2 \quad (12)$$

由式(9)和式(12)可得, LADRC 控制器的设计依赖于 ω_0 与 ω_c 两个关键参数.

2.2 自抗扰电流环设计

将第 2.1 节中的 LADRC 引入转子电流环中, 可得储能型交流励磁调相机自抗扰电流环设计框图, 如图 4 所示.

以 d 轴电流控制为例进行分析, q 轴设计与 d 轴类似. 将 LADRC 引入电流内环, 选取 i_{rd} 为状态变量, 控制器的输出为 u_{rd} , 式(13)可写为

$$\frac{di_{rd}}{dt} = f + b_0 u_{rd} \quad (14)$$

其中扰动项 f 为

$$f = -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} + (\omega_s - \omega_r) i_{rq} - \frac{e_{rd}}{\sigma L_r} \quad (15)$$

式(14)的状态空间形式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u_{rd} \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (16)$$

式中: $x_1 = i_{rd}$; $x_2 = f$.

定义 LESO 状态向量 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T$, 根据式(16)构建 2 阶 LESO 为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - i_{rd}) + b_0 u_{rd} \\ \dot{z}_2 = -\beta_2(z_1 - i_{rd}) \end{cases} \quad (17)$$

式中: z_1 为 i_{rd} 的跟踪信号; z_2 为 f 的跟踪信号. LADRC 通过 LESO 反馈来抵消扰动对系统造成的影响. 经扰动补偿后电流环可等效为积分环节, 参照式(9), 将 LADRC 的扰动补偿环节和 LSEF 分别设置为

$$\begin{cases} u = \omega_c(i_{rd}^* - z_1) \\ u_{rd} = \frac{u - z_2}{b_0} \end{cases} \quad (18)$$

式中 i_{rd}^* 为 d 轴转子电流参考值.

线性自抗扰控制电流环的内部结构框图如图 5 所示.

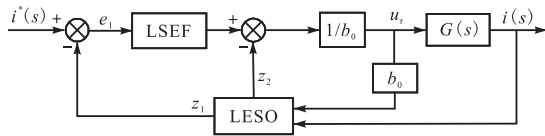


图 5 线性自抗扰控制电流环的内部结构框图

Fig.5 Internal structure block diagram of LADRC current loop

LADRC 通过补偿 EMF 扰动分量, 提升储能型交流励磁调相机暂态应力抑制能力.

3 抗扰性能分析

3.1 自抗扰电流环的等效传递函数

根据式(12)和式(17)可得 LESO 数学模型为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - 2\omega_0 e_1 + b_0 u_{rd} \\ \dot{z}_2 = -\omega_0^2 e_1 \end{cases} \quad (19)$$

式中 $e_1 = z_1 - i_{rd}$.

将式(19)变换到 s 域可得

$$\begin{cases} z_1(s) = \frac{2\omega_0 s + \omega_0^2}{(s + \omega_0)^2} i_{rd}(s) + \frac{b_0 s}{(s + \omega_0)^2} u_{rd}(s) \\ z_2(s) = \frac{\omega_0^2 s}{(s + \omega_0)^2} i_{rd}(s) - \frac{\omega_0^2 b_0}{(s + \omega_0)^2} u_{rd}(s) \end{cases} \quad (20)$$

根据式(18)和式(20)可得

$$u_{rd}(s) = \frac{1}{b_0} L_G(s) [\omega_c i_{rd}^*(s) - L_H(s) i_{rd}(s)] \quad (21)$$

式中: $L_G(s) = \frac{(s + \omega_0)^2}{s^2 + (2\omega_0 + \omega_c)s}$; $L_H(s) = [(\omega_0^2 + 2\omega_c\omega_0) \cdot s + \omega_c\omega_0^2] / (s + \omega_0)^2$.

转子阻抗上的电压降为

$$u_{RL}(s) = u_{rd}(s) - e_{rd}(s) \quad (22)$$

由式(21)和式(22)可得自抗扰电流环简化框图, 如图 6 所示.

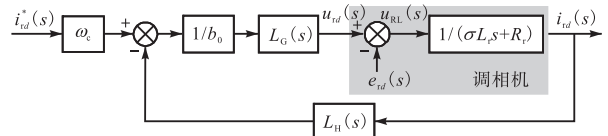


图 6 线性自抗扰控制电流环简化框图

Fig.6 Simplified block diagram of LADRC current loop

由图 6 可得转子电流闭环传递函数为

$$i_{rd}(s) = \frac{\omega_c L_G(s)}{b_0(\sigma L_r s + R_r) + L_H(s) L_G(s)} i_{rd}^*(s) - \frac{b_0}{b_0(\sigma L_r s + R_r) + L_H(s) L_G(s)} e_{rd}(s) \quad (23)$$

式中: 等式右侧第 1 项反映了控制系统对转子电流给定值的跟踪性能; 第 2 项反映了 EMF 扰动对转子电流的影响. 为验证 LADRC 控制器的抗扰特性, 对第 2 项的频域特性进行分析.

3.2 LADRC 与 PI 控制抗扰性对比

传统 PI 控制下, 电流内环的扰动传递函数^[28]为

$$G_{PI_E}(s) = \frac{i_r(s)}{E(s)} = \frac{s}{(s + K_c) \left(\frac{T_g}{K_g K_t} s + \frac{1}{K_g K_t} \right)} \quad (24)$$

式中: E 为感应电动势扰动; K_c 为电流内环带宽; $T_g = L_r / (R_r + R_s L_m^2 / L_s^2)$; $K_g = 1 / (R_r + R_s L_m^2 / L_s^2)$; K_t 为主电路增益系数.

由式(23)可得, LADRC 控制下, 电流内环的扰动传递函数为

$$G_{LADRC_E}(s) = \frac{b_0}{b_0(\sigma L_r s + R_r) + L_H(s) L_G(s)} \quad (25)$$

为探究不同参数对 LADRC 抗扰性能的影响, 并与 PI 控制进行对比, 图 7 绘制了自抗扰控制(ω_c 、 ω_0 变化)与 PI 控制对 EMF 扰动的响应曲线. 其中, 依据系统开关频率的要求将 PI 控制的带宽设定为 200 Hz. 图 7 中的响应幅值越低, 相位滞后角度越小, 代表系统的抗扰能力越强, 响应速度越快. 从图 7 中可以看出, 在较大的参数裕度下, LADRC 的抗扰

性都优于 PI 控制. 即使在 LADRC 控制器带宽小于 PI 控制器带宽的情况下, LADRC 依然具有更强的抗扰性. 随着 ω_c 和 ω_0 的增加, 中低频的系统增益逐渐减小, 抗扰能力得到提升; 同时, 系统的相位滞后程度减小, 提高了系统对扰动抑制的快速性. 在高频段, 增加带宽对幅频响应的影响较小, 改变带宽对高频扰动的抑制能力影响不大, 但 LADRC 的整体高频段抗扰能力强于 PI 控制.

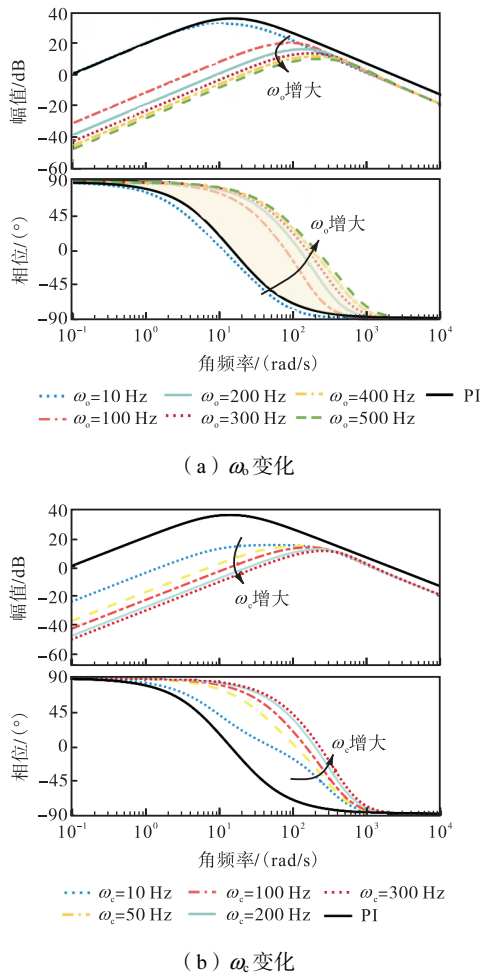


图 7 LADRC (ω_c 、 ω_0 变化) 与 PI 控制对 EMF 扰动响应对比

Fig.7 Response comparison of LADRC (with varying ω_c and ω_0) and PI control to EMF disturbance

4 基于粒子群算法的参数优化方法

4.1 粒子群算法参数优化流程

根据图 7 可初步得到 LADRC 控制参数范围. 在该范围内采用粒子群算法进一步优化整定参数. 具体步骤如下.

步骤 1 根据闭环传递函数, 对比不同 ω_0 下的自抗扰控制效果, 如图 7(a) 所示. 图中, 黄色部分为 LADRC 抑制能力强于 PI 控制的 ω_0 参数范围. 选择

抗扰性强的 200 ~ 500 Hz 作为观测器带宽范围.

步骤 2 根据转子侧变流器的开关频率范围确定 ω_c 的上限, 这里将 ω_c 的上限设置为 200 Hz.

步骤 3 在所述带宽范围内, 对比不同 ω_c 下系统的应力抑制能力和响应速度, 以确定最终的 ω_c . 由于过大的 ω_c 会使系统产生振荡, 且增大 ω_c 对控制器应力抑制能力的提升较小. 因此, 需权衡抗扰性和稳定性, 在应力抑制能力相近的前提下尽可能选择最小的 ω_c . 根据图 7(b), 选择 100 ~ 200 Hz 作为控制带宽范围.

步骤 4 由上述控制器参数范围构建粒子群算法的搜索空间^[29], 经过逐步迭代得到 LADRC 优化参数.

步骤 5 将步骤 4 中得到的参数代入仿真模型, 验证控制器的应力抑制效果.

通过该方法可根据不同场站开关频率的要求, 快速优化 LADRC 控制参数.

4.2 粒子群算法参数优化

粒子群算法的适应度函数设置为

$$J(p) = \int_0^T |e(t)| dt \quad (26)$$

式中 $e(t)$ 为转子电流在跟踪过程中的实时误差.

在所设计的 LADRC 中, 扩张状态观测器与控制律关键参数对系统性能影响显著. 因此, 设置待整定参数为 b_0 、 ω_0 及 ω_c , 将 3 维搜索空间中优化的粒子位置设置为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_i = [\omega_c \ \omega_0 \ b_0] \\ \mathbf{X}_n = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \cdots \ \mathbf{x}_n] \end{cases} \quad (27)$$

式中: n 为粒子总数; $i = 1, 2, \dots, n$.

根据第 4.1 节中得到的参数范围, 设定控制参数的上、下限分别为

$$\begin{cases} \omega_c \in [\omega_{c,\min}, \omega_{c,\max}] \\ \omega_0 \in [\omega_{0,\min}, \omega_{0,\max}] \\ b_0 \in [b_{0,\min}, b_{0,\max}] \end{cases} \quad (28)$$

针对上述 3 维搜索空间, 粒子群优化算法通过适应度函数对控制过程进行评价, 完成对 LADRC 控制参数的自适应搜寻, 获得最优参数值. 在每次迭代中, 需要对全部的 LADRC 参数粒子进行评估, 若某一粒子的当前适应度优于其历史最优值, 则更新个体最优值. 比较全部粒子的个体最优值, 更新群体最优值. 粒子速度与位置的更新公式为

$$\begin{cases} \mathbf{v}_i^{k+1} = \alpha \mathbf{v}_i^k + c_1 r_1 (\mathbf{P}_i^k - \mathbf{X}_i^k) + c_2 r_2 (\mathbf{P}_g^k - \mathbf{X}_i^k) \\ \mathbf{X}_i^{k+1} = \mathbf{X}_i^k + \mathbf{v}_i^{k+1} \end{cases} \quad (29)$$

式中: $\mathbf{X}_i^k$ 与 $\mathbf{v}_i^k$ 分别表示第 k 代粒子 i 的位置和速度; α 为惯性权重; c_1 为局部学习因子; c_2 为全局学习因子; r_1 与 r_2 均是 0 到 1 区间的随机数; $\mathbf{P}_i^k$ 为第 k 代粒子 i 的个体最优位置; $\mathbf{P}_g^k$ 为第 k 代全局最优位置。

4.3 参数优化结果

为验证所提 PSO-LADRC 策略的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建系统仿真模型, 与传统 LADRC 进行对比. 粒子群算法的参数设置为: 惯性权重因数为 0.6, 局部学习因子 $c_1 = 2$, 全局学习因子 $c_2 = 2$, 粒子数量为 30, 最大迭代次数为 50 次. 粒子群算法迭代过程中的最优适应度函数曲线如图 8 所示, 优化曲线如图 9 所示.

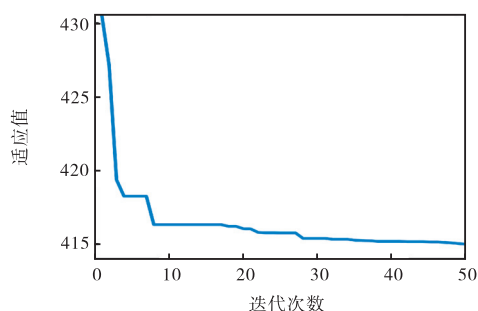


图 8 迭代次数-适应度函数曲线

Fig.8 Iteration-fitness function curve

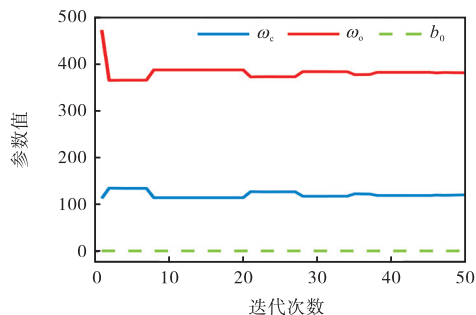


图 9 b_0 、 ω_0 、 ω_c 的优化曲线

Fig.9 Optimization curves of b_0 , ω_0 and ω_c

经过 50 次迭代后, 利用粒子群算法得到的 LADRC 最优参数为 $\omega_c = 163.45$ Hz, $\omega_0 = 380.07$ Hz, $b_0 = 1.25$. 为进一步验证 PSO-LADRC 在动态性能上的提升效果, 本研究将其与参数优化前的 LADRC ($\omega_c = 100$ Hz, $\omega_0 = 250$ Hz, $b_0 = 0.6$) 的阶跃响应进行对比, 如图 10 所示. 由图 10 可见, PSO-LADRC 控制器在指令跟踪速度与超调量方面均有显著提升.

将参数优化后的 PSO-LADRC 引入电流内环, 与原始参数的 LADRC 进行对比, 验证参数优化的有效性. 图 11 为两者在 d 轴转子电流指令跟踪方面的仿真对比结果. 由图 11 可得, 参数优化后的 LADRC 控制器具有更快的动态响应速度以及更高的控制

精度.

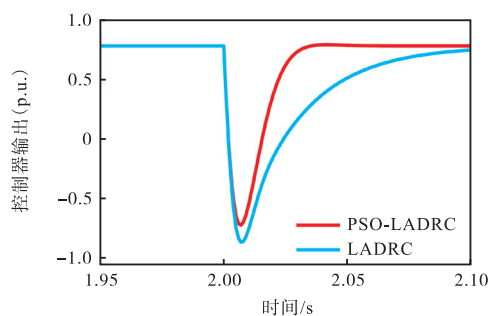
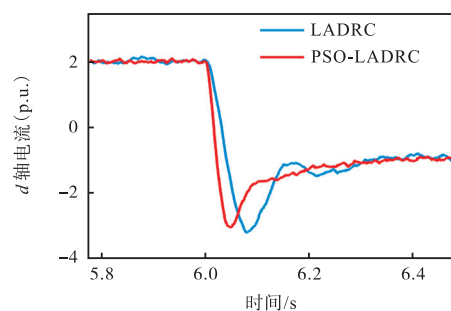
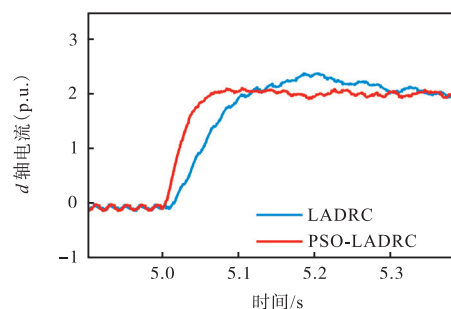


图 10 PSO-LADRC 与 LADRC 阶跃扰动响应对比

Fig.10 Comparison of step disturbance responses between PSO-LADRC and LADRC



(a) 电流指令下降过程



(b) 电流指令上升过程

图 11 PSO-LADRC 与 LADRC 电流指令跟踪对比

Fig.11 Comparison of current command tracking between PSO-LADRC and LADRC

5 实验验证

5.1 仿真设置

为进一步验证所提出的控制策略, 基于 MATLAB/Simulink 搭建了仿真实验系统. 其中包含一台 300 WM 的同步机、一个 60 MW 的风电场和一台额定功率为 10 MV · A 的储能型交流励磁调相机, 如图 12 所示. 仿真系统主要参数如表 1 所示.

5.2 仿真结果与分析

在 $t = 15.0$ s 时施加三相短路故障, 使电压跌落至正常电压的 40%, $t = 15.5$ s 时切除故障. 故障发生后, 将电流环 q 轴指令值切换为 3.0 p.u., 调相机发出

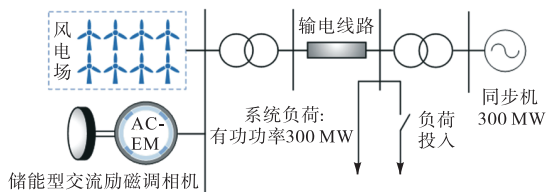


图 12 仿真系统结构示意图

Fig.12 Schematic of simulation system structure

无功功率,对系统电压进行支撑,故障切除后恢复稳态控制.采用带宽相同(164.45 Hz)的 PI 和 LADRC 控制器,控制效果分别如图 13 和 14 所示.系统并网电压如图 15 所示.故障期间储能型交流励磁调相机的关键参数对比如表 2 所示.

由实验结果可以看出,相较于 PI 控制,LADRC 控制对转子电流应力 and 电磁转矩应力具有更好的抑

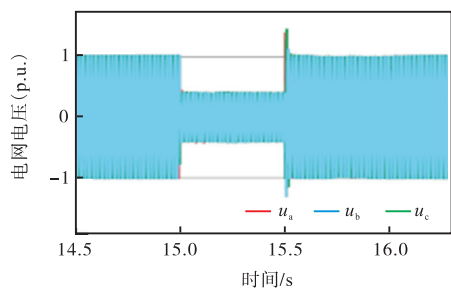
表 1 系统仿真参数

Tab.1 System simulation parameters

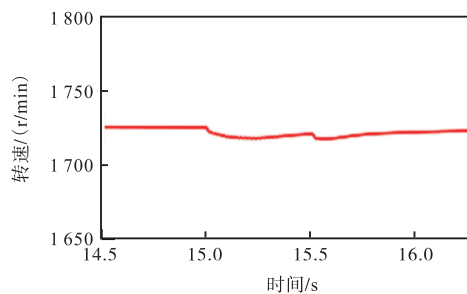
参数名称	数值
额定功率 P/MW	10
额定电压 U/kV	10.5
极对数 p	2
直流母线电压 U_{dc}/V	5 000
定子侧电阻 $R_s(\text{p.u.})$	0.003 5
定子侧漏感 $L_{\text{os}}(\text{p.u.})$	0.05
转子侧电阻 $R_r(\text{p.u.})$	0.002 5
转子侧漏感 $L_{\text{or}}(\text{p.u.})$	0.06

制效果.同时,由图 15 和表 2 可得,在 LADRC 控制下,电压跌落最低点的位置更高,对系统电压的支撑能力更强.

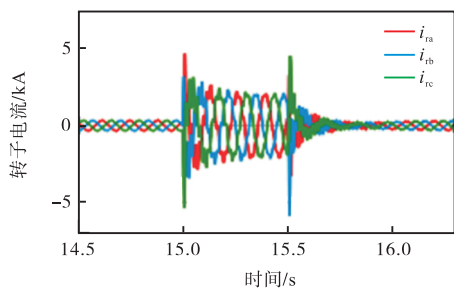
在 $t = 15.0 \text{ s}$ 时施加三相短路故障,使电压跌落至正常电压的 20%, $t = 15.5 \text{ s}$ 时切除故障.故障发生



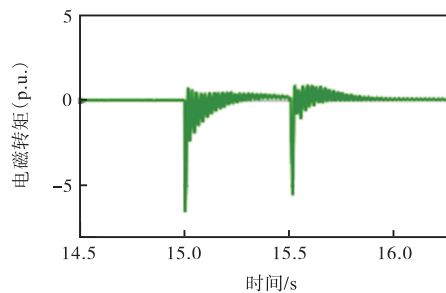
(a) 三相电网电压波形



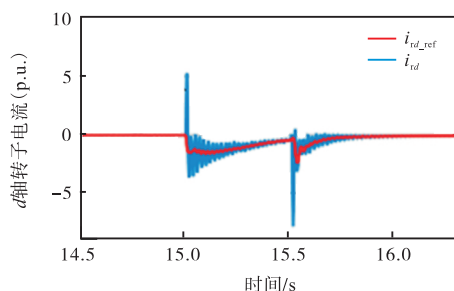
(b) 转速波形



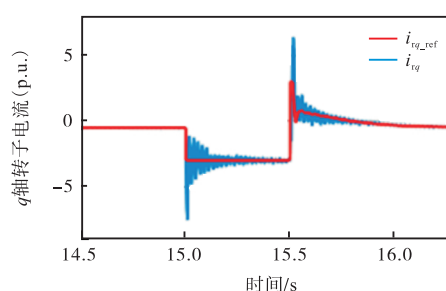
(c) 转子三相电流波形



(d) 电磁转矩波形



(e) d 轴转子电流波形



(f) q 轴转子电流波形

图 13 电压跌落至 0.4 p.u.时 PI 控制效果

Fig.13 Control performance of PI during a voltage sag to 0.4 p.u.

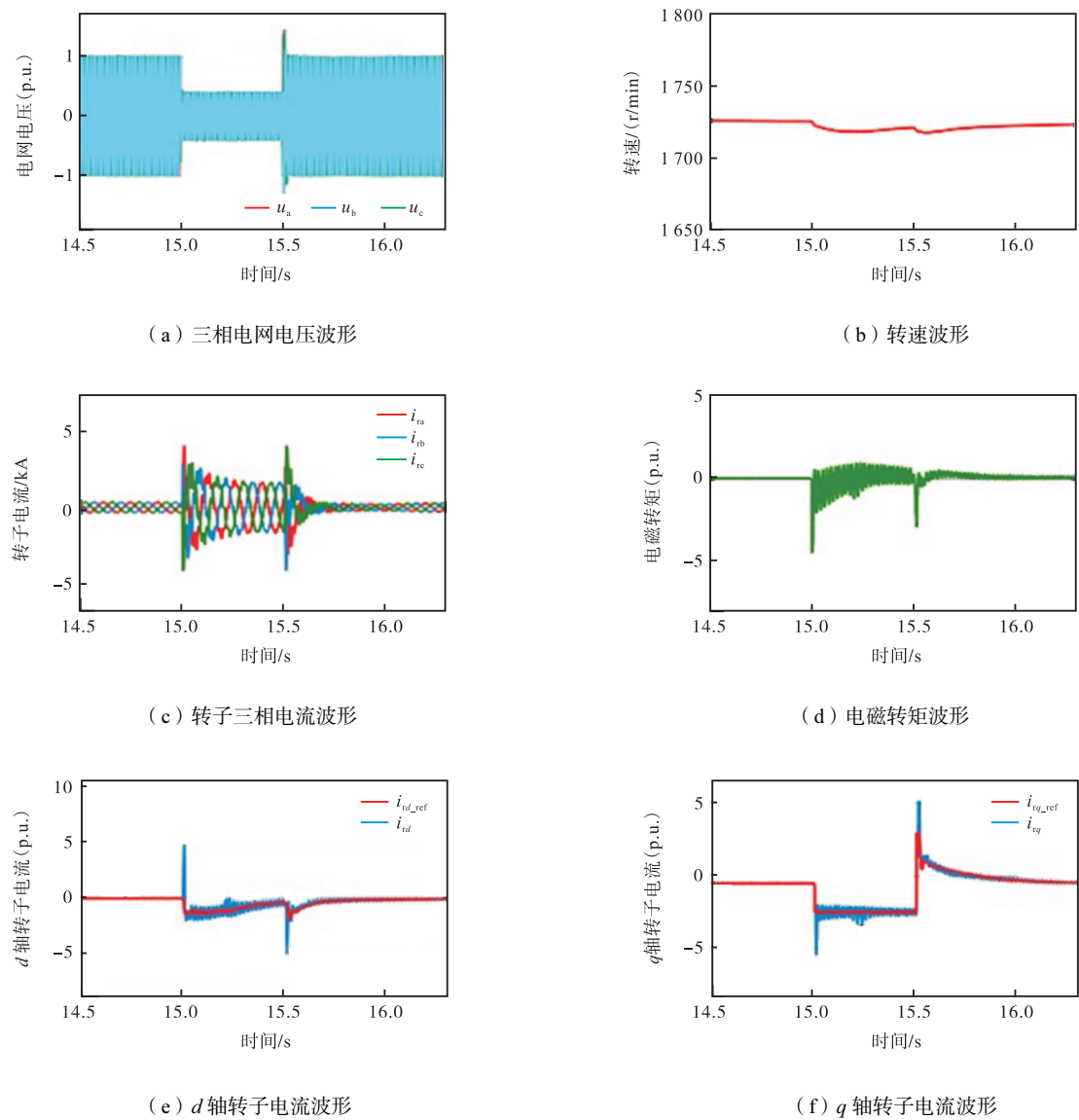


图 14 电压跌落至 0.4 p.u.时 PSO-LADRC 控制效果

Fig.14 Control performance of PSO-LADRC during a voltage sag to 0.4 p.u.

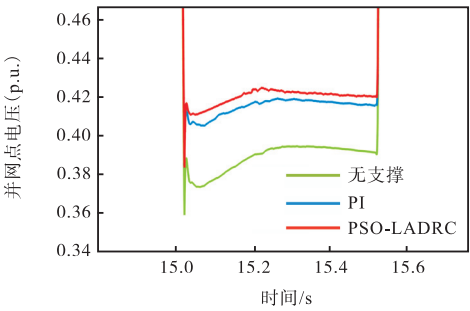


图 15 并网点电压对比 (跌落至 0.4 p.u.)

Fig.15 Voltage comparison of junction points (voltage sag to 0.4 p.u.)

后,将电流环 q 轴指令值切换为 3.0 p.u.,调相机发出无功功率,对系统电压进行支撑,故障切除后恢复稳态控制.采用带宽相同(164.45 Hz)的 PI 和 LADRC

表 2 不同控制器下关键参量对比 (跌落至 0.4 p.u.)

Tab.2 Comparison of key parameters under different controllers (voltage sag to 0.4 p.u.)

控制器	三相电流 最大值/A	电磁转矩 最大值(p.u.)	并网点电压 平均值(p.u.)
PI	5 850	6.0	0.415
LADRC	4 180	4.5	0.420

控制器,控制效果分别图 16 和图 17 所示.系统并网点电压变化如图 18 所示.故障期间储能型交流励磁调相机的关键参数如表 3 所示.由实验结果可以看出,相较于 PI 控制,LADRC 控制对电流指令具有更快速更精准的跟踪效果,对转子电流应力和电磁转矩应力具有更强的抑制效果.由图 18 和表 3 可得,采用 LADRC 控制时调相机的电压支撑能力也得到了提升.

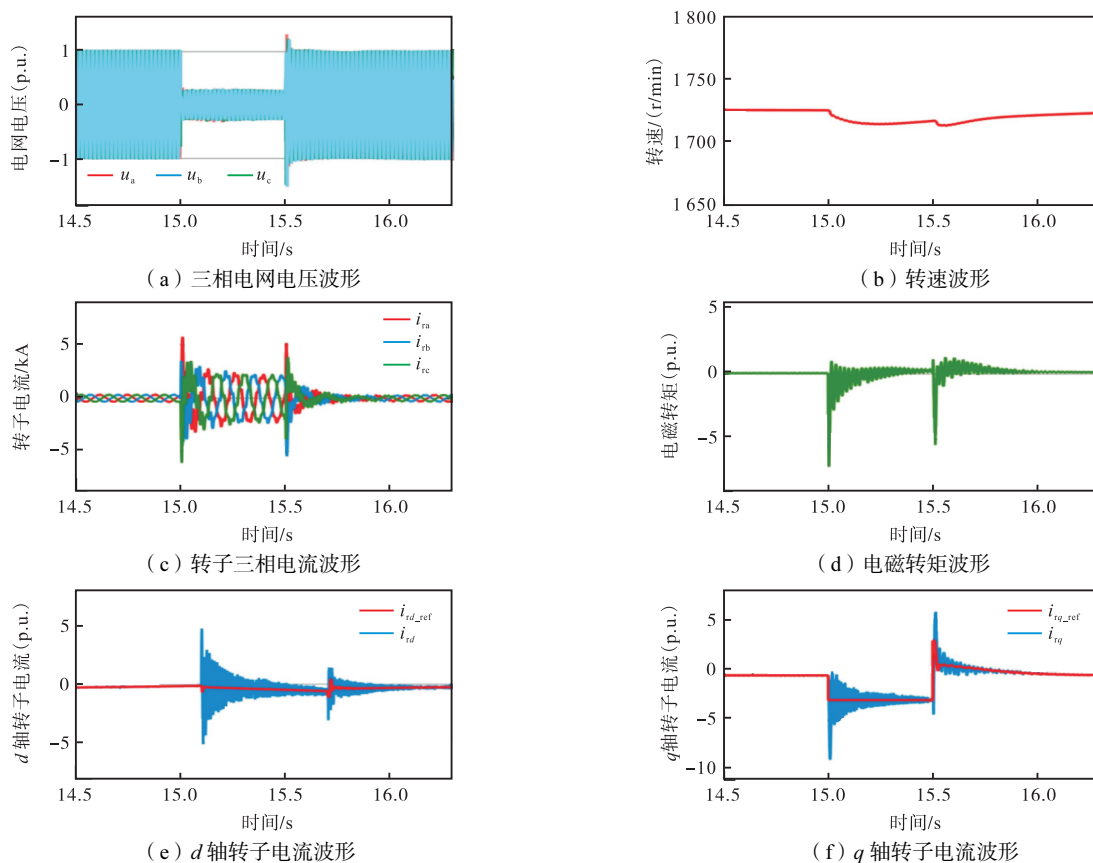


图 16 电压跌落至 0.2 p.u. 时 PI 控制效果

Fig.16 Control performance of PI during a voltage sag to 0.2 p.u.

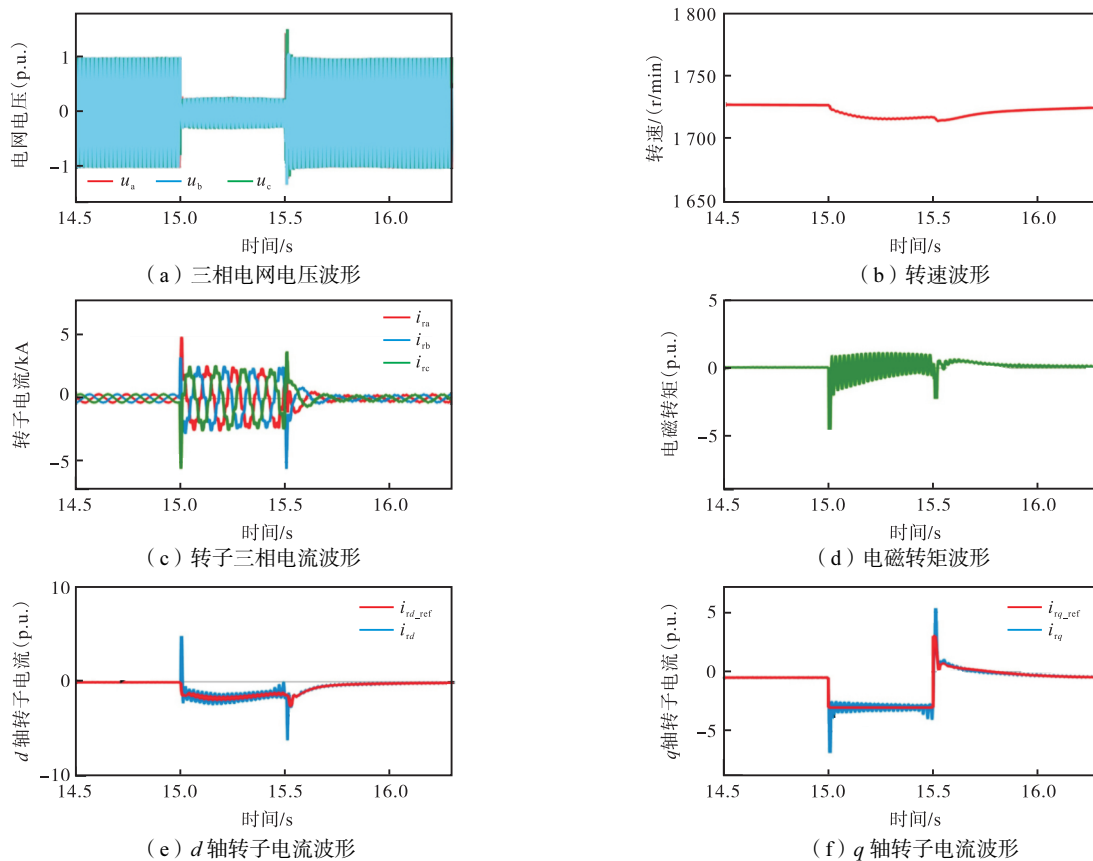


图 17 电压跌落至 0.2 p.u. 时 PSO-LADRC 控制效果

Fig.17 Control performance of PSO-LADRC during a voltage sag to 0.2 p.u.

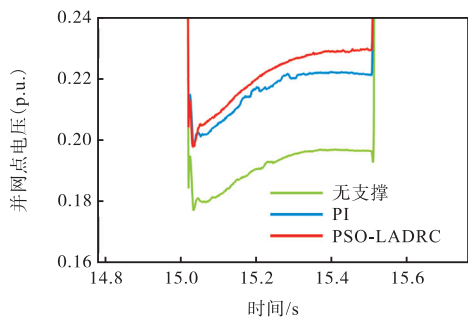


图 18 并网电压对比 (跌落至 0.2 p.u.)
Fig.18 Voltage comparison of junction points (voltage sag to 0.2 p.u.)

表 3 不同控制器下关键参数对比 (跌落至 0.2 p.u.)
Tab.3 Comparison of key parameters under different controllers (voltage sag to 0.2 p.u.)

控制器	三相电流 最大值/A	电磁转矩 最大值(p.u.)	并网点电压 平均值(p.u.)
PI	6 000	8.0	0.210
PSO-LADRC	5 250	4.5	0.223

6 结 语

针对电网故障下储能型交流励磁调相机面临的多重暂态应力问题,本文提出了基于自抗扰控制的交流励磁调相机暂态应力抑制策略,并通过仿真实验验证了所提策略的有效性. 研究表明,与传统 PI 控制相比,自抗扰电流环能更加快速精准地跟踪电流指令,同时通过抑制感应电动势扰动,增强系统的暂态应力抑制能力. 线性自抗扰控制具有良好的模型适应性,可在较宽的参数范围下保持优异的应力抑制性能. 分析发现,观测器带宽是影响自抗扰控制器抗扰性能的关键因素,增大观测器带宽能够有效提升控制器的抗扰能力. 综上,自抗扰电流环能有效抑制储能型交流励磁调相机的多重暂态应力,提升其对电网的暂态支撑能力.

参考文献:

[1] 郭 强, 李志强. 同步调相机发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 6050-6063.
Guo Qiang, Li Zhiqiang. Summarization of synchronous condenser development[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 6050-6063 (in Chinese).
[2] Gu H J, Yan R F, Saha T K, et al. Zonal inertia constrained generator dispatch considering load frequency relief[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(4): 3065-3077.
[3] Zhou G, Wang D, Atallah A, et al. Synchronous condenser applications: Under significant resource portfolio

changes[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2019, 17(4): 35-46.
[4] Caldora M, Cantoni L, Falvo M C, et al. Synchronous condensers with flywheel for power systems with high penetration of RES: The case of Italian transmission grid[C]//2022 AEIT International Annual Conference (AEIT). Rome, Italy, 2022: 1-5.
[5] 张冬清, 张国华, 徐玲玲, 等. 调相机在电力系统中的发展应用与动态特性[J]. 南方能源建设, 2024, 11(4): 31-41.
Zhang Dongqing, Zhang Guohua, Xu Lingling, et al. Development application and dynamic characteristics of synchronous condenser in electric power system[J]. Southern Energy Construction, 2024, 11(4): 31-41 (in Chinese).
[6] Wang S, Chang X H, Wang L G, et al. Impact of synchronous condenser thermodynamic performance on power grid frequency stability[J]. International Journal of Heat and Technology, 2024, 42(6): 1941-1951.
[7] 金一丁, 于 钊, 李明节, 等. 新一代调相机与电力电子无功补偿装置在特高压交直流电网中应用的比较[J]. 电网技术, 2018, 42(7): 2095-2012.
Jin Yiding, Yu Zhao, Li Mingjie, et al. Comparison of new generation synchronous condenser and power electronic reactive-power compensation devices in application in UHV DC/AC grid[J]. Power System Technology, 2018, 42(7): 2095-2012 (in Chinese).
[8] 姚 芳, 于维耀, 何聚斌, 等. 一种新型变速异步化调相机及其控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(11): 21-26.
Yao Fang, Yu Weiyao, He Jubin, et al. Research on a new type of variable speed asynchronous condenser and its control strategy[J]. Power Electronics, 2024, 58(11): 21-26 (in Chinese).
[9] Ma X G, Yu D H, Ai D P, et al. Study on the model and control technology requirements of condenser with flywheel energy storage for transient energy balance[C]//2023 13th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES). Chengdu, China, 2023: 414-418.
[10] Kalsi S, Madura D, Ross M. Performance of superconductor dynamic synchronous condenser on an electric grid[C]//2005 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific. Dalian, China, 2005: 1-5.
[11] 罗超龙, 黄金军, 许国瑞, 等. 双轴励磁调相机励磁绕组的优化设计[J]. 大电机技术, 2020(1): 32-37.
Luo Chaolong, Huang Jinjun, Xu Guorui, et al. Optimal design of field winding of dual-excited synchronous

- condenser[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2020(1): 32-37(in Chinese).
- [12] 程明, 田伟杰, 王伟, 等. 新型同步调相机的关键技术及研究进展[J]. 电力工程技术, 2020, 39(2): 2-9.
Cheng Ming, Tian Weijie, Wang Wei, et al. Review on key technologies and latest development of new synchronous condenser[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(2): 2-9(in Chinese).
- [13] 崔皓璞. 异步化调相机对新能源系统稳定性影响研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2023.
Cui Haopu. Research on the Influence of Asynchronous Condenser on the Stability of New Energy System[D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2023(in Chinese).
- [14] Huang H Y, Chu X D. Improving rotational inertia of power system with variable speed synchronous condenser[C]//2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Chicago, USA, 2017: 1-5.
- [15] Matsuda K, Alsharif F, Umemura A, et al. Stabilization of power system by virtual inertia control of adjustable speed synchronous condenser[C]//2021 2nd International Conference on Robotics, Electrical and Signal Processing Techniques (ICREST). Dhaka, Bangladesh, 2021: 163-167.
- [16] Vrionis T D, Koutiva X I, Vovos N A. A genetic algorithm-based low voltage ride-through control strategy for grid connected doubly fed induction wind generators[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2014, 29(3): 1325-1334.
- [17] 朱东海, 邹旭东, 胡家兵, 等. 双馈风电机组无撬棒故障穿越技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2022, 37(19): 4895-4910.
Zhu Donghai, Zou Xudong, Hu Jiabing, et al. Review of crowbarless fault ride through technology for doubly-fed induction generator-based wind turbines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(19): 4895-4910(in Chinese).
- [18] Huang Q J, Zou X D, Zhu D H, et al. Scaled current tracking control for doubly fed induction generator to ride-through serious grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2150-2165.
- [19] Lima F K A, Luna A, Rodriguez P, et al. Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 118-130.
- [20] Zhu D H, Zou X D, Deng L, et al. Inductance-emulating control for DFIG-based wind turbine to ride-through grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8514-8525.
- [21] Wang Y, Wu Q W, Gong W M, et al. H_∞ robust current control for DFIG-based wind turbine subject to grid voltage distortions[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(2): 816-825.
- [22] 姚骏, 廖勇. 基于全模糊控制器的交流励磁发电机励磁控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 36-41.
Yao Jun, Liao Yong. Research of AC excited generator excitation control system based on full fuzzy controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(33): 36-41(in Chinese).
- [23] Liu Z J, Li F N, Yang P, et al. Frequency modulation control of grid-forming converter based on LADRC-MI[J]. Energies, 2024, 17(13): 3282.
- [24] Abad G, López J, Rodríguez M, et al. Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.
- [25] Zhu D H, Zou X D, Dong W, et al. Disturbance feed-forward control for type-3 wind turbines to achieve accurate implementation of transient control targets during LVRT[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2020, 119: 105954.
- [26] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [27] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, USA, 2003: 4989-4996.
- [28] 谢震, 张兴, 宋海华, 等. 电网电压骤升故障下双馈风力发电机变阻尼控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(3): 39-45.
Xie Zhen, Zhang Xing, Song Haihua, et al. Variable damping based control strategy of doubly fed induction generator based wind turbines under grid voltage swell[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(3): 39-45(in Chinese).
- [29] Zaini F A, Sulaima M F, Razak I A W A, et al. A review on the applications of PSO-based algorithm in demand side management: Challenges and opportunities[J]. IEEE Access, 2023, 11: 53373-53400.

(责任编辑: 孙立华)