

引用格式:李慧,赵佳琪,范新桥.基于改进二阶LADRC的自适应锁相环策略[J].电力科学与技术学报,2026,41(1):118-129.

Citation: LI Hui, ZHAO Jiaqi, FAN Xinqiao. Adaptive phase-locked loop strategy based on improved second-order linear active disturbance rejection control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2026, 41(1): 118-129.

基于改进二阶LADRC的自适应锁相环策略

李 慧, 赵佳琪, 范新桥

(北京信息科技大学自动化学院, 北京 102206)

摘 要:针对柔性直流输电系统在电网电压不平衡、频率突变等复杂工况下,传统锁相环(phase-locked loop, PLL)存在动态响应慢、检测精度差、抑制能力不足的问题,提出一种基于改进二阶线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)的自适应PLL控制策略。该策略采用具有频率反馈回路的交叉解耦双复系数滤波器作为前置滤波环节,实现了电压正、负序分量的提取与分离,并在二阶LADRC输入参考信号处增设一阶前馈微分环节;设计了一种改进的二阶LADRC控制器作为核心环节,精准检测锁定电压正序分量频率与相位;利用PSCAD/EMTDC平台搭建柔性直流电网进行仿真验证。结果表明,所提自适应PLL控制策略动态响应快、抗干扰能力强、对电网频率和相位跟踪精度高,能有效消除电压不平衡与谐波对PLL的影响。

关 键 词:柔性直流输电;电压不平衡;锁相环;线性自抗扰控制;复系数滤波器

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2026.01.012 中图分类号: TM721.1 文章编号: 1673-9140(2026)01-0118-12

Adaptive phase-locked loop strategy based on improved second-order linear active disturbance rejection control

LI Hui, ZHAO Jiaqi, FAN Xinqiao

(College of Automation, Beijing Information Science & Technology University, Beijing 102206, China)

Abstract: To address the problems of traditional phase-locked loops (PLLs), including slow dynamic response, poor detection accuracy, and insufficient suppression capability under complex operating conditions such as grid voltage unbalance and sudden frequency changes in flexible DC transmission systems, an adaptive PLL control strategy based on improved second-order linear active disturbance rejection control (LADRC) is proposed. This strategy employs a cross-decoupled dual complex coefficient filter with a frequency feedback loop as a pre-filtering stage to extract and separate the positive- and negative-sequence components of the voltage. In addition, a first-order feedforward derivative stage is introduced at the input reference signal of the second-order LADRC, and an improved second-order LADRC controller is designed as the core module to accurately detect and lock the frequency and phase of the voltage positive-sequence component. A flexible DC grid simulation model is established on the PSCAD/EMTDC platform for simulation and verification. The results demonstrate that the proposed adaptive PLL control strategy exhibits fast dynamic response, strong anti-interference capability, and high tracking accuracy for grid frequency and phase, and can effectively eliminate the influence of voltage unbalance and harmonics on the PLL.

Key words: flexible DC transmission; voltage unbalance; phase-locked loop; linear active disturbance rejection control; complex coefficient filter

收稿日期: 2025-04-15; 修回日期: 2025-07-26

基金项目: 北京市自然科学基金(3232045)

通信作者: 李 慧(1976—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事新型电力系统稳定与控制、新能源发电预测技术等研究; E-mail: lhxy@bistu.edu.cn

在现代电力传输领域,柔性直流输电技术中的模块化多电平换流器型高压直流输电(modular multi-level converter high voltage direct current, MMC-HVDC)凭借其独特优势,如能实现有功、无功独立控制,可向无源网络供电,不存在换相失败问题等,在新能源并网、城市电网供电等方面得到了广泛应用^[1-3]。其中,锁相环(phase-locked loop, PLL)作为一种电网同步技术,通过实时精准跟踪与提取电网频率及相位信息,有效保障了并网系统的安全、稳定运行^[4-6]。

然而,当柔性直流输电系统运行在三相电压不平衡、频率突变等复杂工况时,传统PLL不能准确跟踪和锁定电网电压的频率和相位,会导致电网电流不平衡,系统输送功率、直流侧电压均出现较大波动,严重影响系统安全、稳定运行^[7-8]。因此,深入开展PLL控制策略的研究,对于保障柔性直流输电系统的安全稳定运行具有重要的工程意义与学术价值^[9-10]。

目前,国内外学者已针对PLL控制策略开展了大量研究,取得了一定成果。文献[11]提出了基于单同步旋转坐标系的锁相环(synchronous reference frame phase-locked loop, SRF-PLL)。在理想条件下,SRF-PLL可对电网的频率和相位进行精确检测和锁定,但当电网电压含有负序分量时,所提取的频率和相位存在较大波动,无法精准锁相。文献[12]提出了解耦双同步参考坐标系锁相环(decoupled double synchronous reference frame phase-locked loop, DDSRF-PLL),即利用两个交叉解耦网络提取电网电压正序分量,能够在电网电压不平衡时精确检测电网的相位和频率,但结构复杂、运算量大。

为此,文献[13]提出了基于双二阶广义积分器锁相环(double second-order generalized integrator phase-locked loop, DSOGI-PLL)的方法,利用二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)分离电压正、负序分量,进而实现频率和相位的检测。但是,当电网电压不平衡时,SOGI的动态响应速度较慢,可能导致锁相延迟。文献[14]提出了一种改进型DSOGI-PLL,利用频率自适应调节单元来减小电网频率变化对DSOGI-PLL同步检测的影响,在基于SOGI的正交信号发生器(quadrature signals generator, QSG)中加入积分反馈补偿环节来消除直流分量对锁相结果的影响,并通过并联多个DSOGI-PLL,组成交叉反馈网络,提取并消除电压中的谐波分量。但是,交叉反馈网络结构较为复杂,该改进型DSOGI-PLL在跟踪电网

电压信号的过程中存在较大延迟。文献[15]提出了一种基于自适应滤波器的改进型DSOGI-PLL,通过频率自适应低通滤波器实现直流分量的提取与消除,有效解决了电网电压不平衡时的直流偏移抑制问题,同时保证了锁相精度;但该方法主要提升了对低次谐波的滤除能力,在高次谐波抑制方面仍存在一定局限性。

文献[16]提出了一种基于复系数-延时信号消除法的锁相环(complex coefficient filtering cascaded delay signal cancellation phase-locked loop, CCF-CDSC-PLL)控制策略,该方法通过复系数滤波器抑制电网负序分量及高次谐波干扰,结合级联延时信号消除法滤除低次特定谐波,实现了PLL在电网电压不平衡、频率突变等复杂工况下的快速精确锁相;但该方案需要级联大量延时模块,不仅会导致PLL动态响应速度下降和结构复杂度增加,而且在高次谐波滤除过程中,延时模块的数字化实现面临显著挑战。文献[17]提出了一种改进型二阶广义积分器锁相环(second-order generalized integrator phase-locked loop, SOGI-PLL)结构,它通过采用具备直流偏移抑制能力的SOGI模块与滑动平均滤波器(moving average filter, MAF),分别实现对负序分量和谐波分量的滤除。同时,结合频率自适应机制与相位补偿策略,有效抑制了电网频率波动和相位偏移的影响,最终实现了电网电压不平衡工况下的高精度锁相。文献[18]提出了一种基于交叉解耦双复系数滤波器(double complex coefficient filter, DCCF)的频率自适应PLL,它将DCCF作为前置滤波环节,结合窗长为0.003 3 s的MAF作为环内滤波结构,有效抑制了电网电压不平衡及谐波分量的干扰,实现了电网频率的自适应。然而,文献[17-18]提出的PLL结构中,MAF固有的时延特性会降低PLL的动态响应速度——当电网电压或频率发生突变时,MAF因无法实时调整输出,导致PLL相位跟踪出现明显滞后。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是由韩京清教授提出的一种先进控制策略^[19]。其核心在于利用扩张状态观测器(extended state observer, ESO)将系统内、外部扰动统一视为总扰动,并进行实时估计和补偿。该方法响应速度快、鲁棒性强、控制精度高,且无须依赖受控对象的精确数学模型。文献[20]在此基础上,提出了一种基于一阶LADRC的PLL控制策略,但一阶LADRC的扰动估计精度和鲁棒性较差。文献[21]提出了

一种基于二阶 LADRC 的自适应 PLL 控制策略, 它能实现快速精确锁相。但是, 二阶 LADRC 存在跟踪性能较差、响应速度较慢的缺点。

针对上述问题, 本文提出一种基于改进二阶 LADRC 的自适应 PLL 控制策略, 并利用 PSCAD/EMTDC 平台搭建柔性直流电网仿真模型验证所提策略的有效性。本文的主要创新点如下。

1) 引入具有频率反馈回路的交叉解耦 DCCF 作为自适应 PLL 的前置滤波环节, 实现了电压正、负序分量的提取和分离, 有效抑制了电压不平衡和谐波分量。

2) 添加一阶前馈微分环节, 省略二阶惯性环节, 设计了一种改进的二阶 LADRC 控制器作为自适应 PLL 的核心环节, 改善了系统动态响应特性, 可精准检测和锁定系统的频率和相位。

1 模块化多电平变换器单元控制结构

图 1 展示了模块化多电平变换器 (modular multi-level converter, MMC) 单元控制结构。其中, u_{abc} 、 i_{abc} 分别为三相交流电压和电流; u_{dq} 和 i_{dq} 分别为 u_{abc} 和 i_{abc} 经派克变换 (Park) 后得到的 dq 同步旋转坐标系下的电压和电流分量; θ 为 PLL 的输出相角; R_0 、 L_0 分别为线路上的相电抗器电阻和相电抗器电感; P 、 Q 分别为有功功率和无功功率。图 1 中, MMC 为 PQ 控制, 先计算得到 P 和 Q , 再经过电压、电流双闭环控制得到最近电平逼近调制 (nearest level modulation, NLM) 的电压控制信号, PLL 一般为传统的 SRF-PLL。

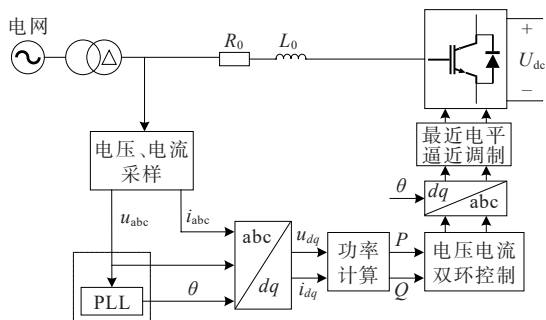


图 1 MMC 单元控制结构

Figure 1 MMC unit control structure

2 基于改进二阶 LADRC 的自适应 PLL

2.1 交叉解耦 DCCF 的数学模型

当电网电压发生三相不平衡时, 输入到 PLL 的

电压信号中含有二倍频负序分量, 会导致 PLL 输出的频率产生偏差, 无法保证电网频率和相位的检测精度。为解决上述问题, 本文采用交叉解耦 DCCF 作为自适应 PLL 的前置滤波环节, 对电网电压的正、负序分量进行分离和提取。图 2 展示了交叉解耦 DCCF 结构^[22]。其中, $u_{a\beta}$ 为 u_{abc} 经克拉克 (Clarke) 变换后得到的 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压分量, $u_{a\beta}^+$ 和 $u_{a\beta}^-$ 分别为 $u_{a\beta}$ 的正、负序分量, ω_0 为电网的基波角频率, ω_c 为截止频率。

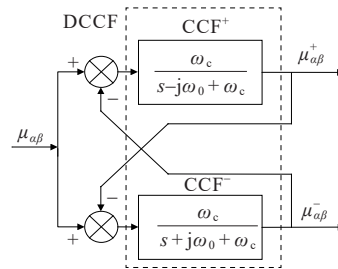


图 2 交叉解耦 DCCF 结构

Figure 2 Cross-decoupled DCCF structure

由图 2 可知, 交叉解耦 DCCF 是由正、负两个一阶复系数滤波器 (complex coefficient filter, CCF) 组成, CCF^+ 和 CCF^- 的传递函数如虚线框所示, 其中 $u_{a\beta}^+$ 和 $u_{a\beta}^-$ 的频域表达式分别为

$$u_{a\beta}^+(s) = \frac{\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} (u_{a\beta}(s) - u_{a\beta}^-(s)) \quad (1)$$

$$u_{a\beta}^-(s) = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} (u_{a\beta}(s) - u_{a\beta}^+(s)) \quad (2)$$

将式 (1) 和式 (2) 交叉代入, 整理可得 $u_{a\beta}^+$ 、 $u_{a\beta}^-$ 至 $u_{a\beta}$ 的传递函数为

$$\frac{u_{a\beta}^+(s)}{u_{a\beta}(s)} = \frac{\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \cdot \frac{(s + j\omega_0)(s - j\omega_0 + \omega_c)}{s^2 + 2\omega_c + \omega_0^2} \quad (3)$$

$$\frac{u_{a\beta}^-(s)}{u_{a\beta}(s)} = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} \cdot \frac{(s - j\omega_0)(s + j\omega_0 + \omega_c)}{s^2 + 2\omega_c + \omega_0^2} \quad (4)$$

由式 (3) 可知, 当 $s = -j\omega_0$ 时, CNF^- 端口为 0; 当 $s = +j\omega_0$ 时, 相移为零, 增益为单位值。因此, 交叉解耦 DCCF 可滤除电压中的负序分量, 并且得到无衰减零相移的正序分量。同理, 式 (4) 中, 当 $s = +j\omega_0$ 时, CNF^+ 端口为 0; 当 $s = -j\omega_0$ 时, 相移为零, 增益为单位值, 从而得到不含正序分量的电压负序分量。综上, 交叉解耦 DCCF 结构可有效实现电网电压正、负序分量的提取与分离, 尤其能够精准检测电压正序分量。

当系统处于暂态运行阶段时,参数 ω_c 的取值直接决定了 DCCF 的动态性能。为兼顾系统动态响应速度的提升与滤波效果的优化,需对参数 ω_c 进行有针对性的优化设计。根据文献[23]可知,交叉解耦 DCCF 在时域下的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_u(t)}{dt} = Ax_u(t) + Bu(t) \\ y_u(t) = Cx_u(t) \end{cases} \quad (5)$$

$$x_u(t) = y_u(t) = [u_a^+ \quad u_\beta^+ \quad u_a^- \quad u_\beta^-]^T \quad (6)$$

$$u(t) = [u_a \quad u_\beta \quad u_a \quad u_\beta]^T \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\omega_c & -\omega_0 & -\omega_c & 0 \\ \omega_0 & -\omega_c & 0 & -\omega_c \\ -\omega_c & 0 & -\omega_c & \omega_0 \\ 0 & -\omega_c & -\omega_0 & -\omega_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B = \begin{bmatrix} \omega_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$C = I_4 \quad (10)$$

式中, u_a^+, u_β^+ 分别为 $u_{a\beta}^+$ 的分解形式; u_a^-, u_β^- 分别为 $u_{a\beta}^-$ 的分解形式; u_a, u_β 分别为 $u_{a\beta}$ 的分解形式; A, B 和 C 均为系数矩阵; x_u 为状态变量; y_u 为输出向量; u 为输入向量; I 为单位矩阵。

为评估状态空间系统的动态与稳态性能,本文分析了闭环极点的分布特性。当闭环复数极点具有负实部时,系统稳定,极点离虚轴越远,系统动态响应速度越快。根据式(5)的状态矩阵 A ,可绘制不同 ω_c 取值下闭环系统的主导极点分布,如图 3 所示。

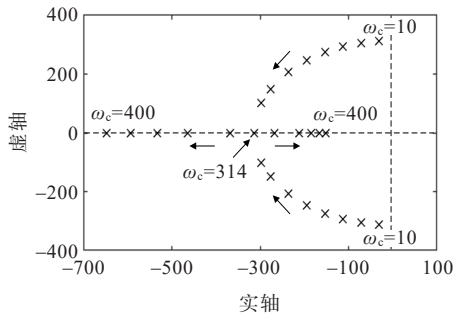


图 3 不同 ω_c 取值下系统主导极点分布
Figure 3 Distribution of system dominant poles under different ω_c values

由图 3 可知,随着 ω_c 从 10 增至 314,系统特征值逐渐远离虚轴,动态性能提升;当 ω_c 继续增至 400 时,特征值转而向虚轴靠近,导致动态响应减慢。

综上,为兼顾系统动态性能与滤波效果,本文选取 $\omega_c = 314 \text{ rad/s}$ 。

2.2 改进二阶 LADRC 的数学模型

由于二阶 LADRC 存在跟踪性能较差、响应速度较慢的问题,本文在其输入参考信号处增设一阶前馈微分项,即对输入参考信号进行一阶求导,从而有效减小了跟踪误差,加快了系统响应速度。改进二阶 LADRC 的推导过程如下。

1) 考虑以下二阶系统:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -a_1 \frac{dy}{dt} - a_2 y + w + bu \quad (11)$$

式中, w 为系统的外部扰动; a_1, a_2 为系统参数; b 为系统增益; u, y 分别为系统的输入和输出。

令 $x_1 = y, x_2 = \frac{dy}{dt}, x_3 = f(y, \frac{dy}{dt}, w) = -a_1 \frac{dy}{dt} - a_2 y + w + (b - b_0)u, f(\cdot)$ 为系统的总扰动, b_0 为补偿因子,且 $b_0 \approx b$,可得式(11)的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3 + b_0 u \\ \frac{dx_3}{dt} = h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (12)$$

式中, x_1, x_2, x_3 为系统状态变量; $h = df(y, \frac{dy}{dt}, w) / dt$ 。

2) 将式(12)转化为连续的扩张状态空间描述。

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 u + E_1 h \\ y = C_1 x \end{cases} \quad (13)$$

式中, $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 =$

$\begin{bmatrix} 0 & b_0 & 0 \end{bmatrix}^T, E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

根据式(13),建立线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO),其表达式为

$$\begin{cases} \frac{dz}{dt} = A_1 z + B_1 u + L(y - z_1) \\ (A_1 - LC_1)z + B_1 u + Ly \\ \hat{y} = C_1 z \end{cases} \quad (14)$$

式中, $z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T$ 为 x_1, x_2, x_3 的估计值; \hat{y} 为 y 的估计值; $L = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3]^T$ 为观测器增益矩阵,可选择合适的增益 β_1, β_2 和 β_3 ,使 LESO 能够实现对式(12)中各状态变量的实时跟踪,即 $z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2, z_3 \rightarrow x_3$ 。

3) 为提高 LESO 的估计精度以及加快 LESO 的动态响应速度, 本文通过极点配置法^[24], 将 LESO 的极点整定在 $-\omega_0$ 处, 则有:

$$\lambda(s) = |sI - (A_1 - LC_1)| = (s + \omega_0)^3 \quad (15)$$

式中, $\lambda(s)$ 为特征表达式; I 为单位矩阵; ω_0 为观测器带宽。根据式(15)得到增益矩阵表达式为

$$L = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3]^T = [3\omega_0 \quad 3\omega_0^2 \quad \omega_0^3]^T \quad (16)$$

4) 在常规二阶 LADRC 的输入参考信号 v 处增设一阶前馈微分项, 令被控对象的输入量 u 的表达式为

$$u = \frac{\frac{dv}{dt} + u_0 - z_3}{b_0} \quad (17)$$

式中, u_0 为中间变量。

5) LESO 对各状态变量进行实时估计与扰动补偿。此时, 联立式(12)和式(17), 原二阶系统可变换为积分串联结构:

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = f(y, \frac{dy}{dt}, \omega) + b_0 u = \frac{dv}{dt} + u_0 \quad (18)$$

6) 利用 LESO 的输出设计线性状态误差反馈 (linear state error feedback, LSEF), 以保证系统在面临外部扰动与内部不确定性时, 仍保持优良的动态性能。LSEF 表达式为

$$u_0 = k_p(v - z_1) - k_d z_2 \quad (19)$$

式中, k_p, k_d 为 LSEF 的控制器增益。利用带宽整定法^[25], 本文取 $k_p = \omega_{c1}^2, k_d = 2\omega_{c1}, \omega_{c1}$ 为控制器带宽。

综上, 改进二阶 LADRC 的控制策略如图 4 所示, 其中 $G(s)$ 为被控对象。

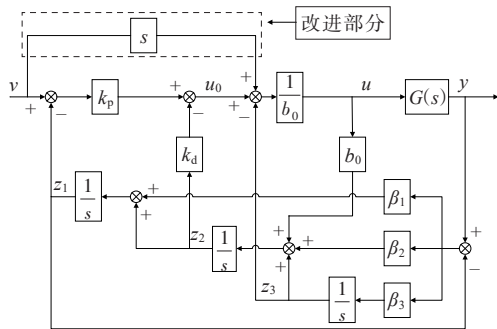


图 4 改进二阶 LADRC 的控制策略

Figure 4 Block diagram of improved second-order LADRC

由式(14)可知, LESO 可表示为

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{dt} = z_2 - \beta_1(z_1 - y) \\ \frac{dz_2}{dt} = z_3 - \beta_2(z_1 - y) + b_0 u \\ \frac{dz_3}{dt} = -\beta_3(z_1 - y) \end{cases} \quad (20)$$

分别对式(17)~(20)进行拉普拉斯变换并联合, 可得改进二阶 LADRC 的输入、输出和总扰动之间的频域表达式为

$$y(s) = v(s) + \frac{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} f(s) \quad (21)$$

同理, 可得常规二阶 LADRC 的输入、输出和总扰动之间的频域表达式为

$$y(s) = \frac{k_p}{s^2 + (k_d + \beta_1)s + k_p + \beta_2} v(s) + \frac{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} f(s) \quad (22)$$

对比式(21)和式(22)可知, 在输入信号 v 处增设一阶前馈微分环节后, 改进二阶 LADRC 的输入信号 $v(s)$ 前面省略了二阶惯性环节, 从而加快了系统响应速度, 改善了系统动态响应特性, 从理论上证明了本文所提改进二阶 LADRC 设计的合理性。

2.3 自适应 PLL 结构

与传统 PI 控制器相比, LADRC 不依赖于被控对象的精确数学模型, 且具有响应速度快、控制精度高和鲁棒性强等优势^[26], 因此, 本文采用改进二阶 LADRC 控制器替换传统 SRF-PLL 中的 PI 控制器, 利用改进二阶 LADRC 控制器中的 LESO 对各状态变量进行估计和补偿, 实现了对电网电压频率和相位的精确检测和锁定。

图 4 中, 输入参考信号 v 为电网电压的正序 q 轴分量参考值 u_{qref}^+ , 结合文献[27]的锁相原理, 令 $u_{qref}^+ = 0$, 并利用改进二阶 LADRC 控制器使 u_q^+ 精确跟踪 u_{qref}^+ , 从而可实现对电网电压正序分量的频率和相位的精确检测和锁定; u 为角频率偏差 $\Delta\omega$; y 为电网电压的正序 q 轴分量 u_q^+ ; z_1, z_2 和 z_3 分别为 u_q^+ 的估计值、 u_q^+ 一阶导数的估计值和系统总扰动 f 的估计值。

于是, 本文结合交叉解耦 DCCF 与改进二阶 LADRC 控制器, 设计出一种自适应 PLL 控制策略, 如图 5 所示。首先, 将电网三相电压 u_{abc} 经 Clarke 变换得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的 $u_{\alpha\beta}$, 经交叉解耦 DCCF 得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的正序电压分量 $u_{\alpha\beta}^+$, 经 Park 变换得到 q 轴正序分量 u_q^+ ; 其次, 将 u_q^+ 经改进二阶 LADRC 控制后输出的 $\Delta\omega$ 与额定角频率 ω_n ($\omega_n = 2\pi f$, 电网基波频率 f 为 50 Hz) 进行线性组合, 得到 PLL 的输出角频率 $\hat{\omega}_0$; 再次, 将 PLL 输出角频率 $\hat{\omega}_0$ 反馈至交叉解耦 DCCF, 实现对电网电压频率变化的自适应调节; 最后, $\hat{\omega}_0$ 经过积分 $1/s$ 后得到电压正序分量的相位 θ 。

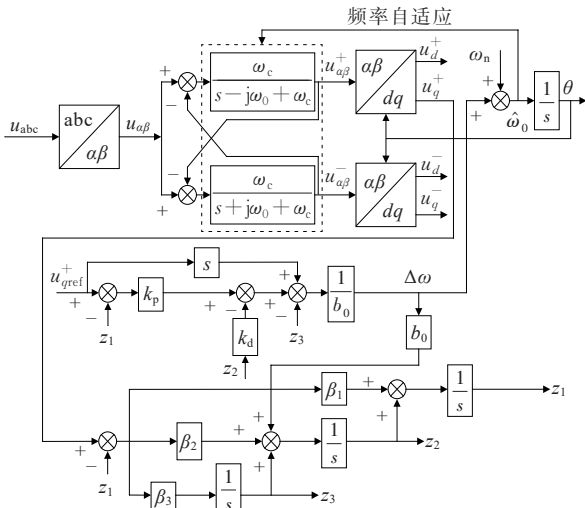


图 5 自适应 PLL 控制结构
Figure 5 Adaptive PLL control structure

3 仿真实验

3.1 仿真模型

为了验证基于改进二阶 LADRC 的自适应 PLL 控制策略的有效性,本文利用 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建了四端柔性直流电网模型,如图 6 所示。四端柔性直流电网主要参数如表 1 所示。

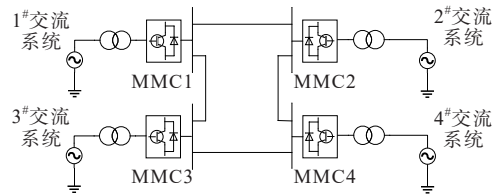


图 6 四端柔性直流电网结构
Figure 6 Four-terminal flexible DC power grid

表 1 四端柔性直流电网主要参数

Table 1 Main parameters of four-terminal flexible DC power grid

MMC	交流电压/ kV	直流电压/ kV	变压器额定容量/ (MV·A)	子模块数 量/个	联结变压器 变比	联结变压器 类型	桥臂电阻/ Ω	桥臂电感/ mH	子模块电容/ mF
1	525	±500	1 700	100	525/290	Y/Δ	1	60	10
2	525	±500	1 700	100	525/290	Y/Δ	1	60	10
3	230	±500	3 400	100	230/290	Y/Δ	1	60	10
4	230	±500	3 400	100	230/290	Y/Δ	1	60	10

为验证所提自适应 PLL 的控制效果,本文以 MMC4 换流站在电网频率突变、各类不对称故障等工况为例,将自适应 PLL 与 SRF-PLL 及文献[21]提出的二阶 LADRC-PLL 进行对比分析。自适应 PLL 中改进二阶 LADRC 控制器参数的设计方法参考文献[28],通过频域分析法选取各优化参数: $b_0=20\ 000$, $\omega_0=50\text{ rad/s}$, $\omega_{c1}=20\text{ rad/s}$;同理,选取二阶 LADRC-PLL 的控制器各优化参数: $b_0=10\ 000$,

$\omega_0=620\text{ rad/s}$, $\omega_{c2}=150\text{ rad/s}$ 。由经验法选取 SRF-PLL 中 PI 控制器的最优参数:比例系数 $T_p=50$,积分系数 $T_i=0.03$ 。

3.2 电网频率突变验证

假设系统初始运行在正常状态, $t=2.0\text{ s}$ 时电网频率由 50 Hz 突增至 50.5 Hz,3 种 PLL 动态性能比较如表 2 所示,3 种 PLL 策略下电网频率突增变化波形如图 7 所示。

表 2 3 种 PLL 动态性能比较

Table 2 Comparison of dynamic performance under three types of PLLs

策略	正常工况动态阶段				频率突增动态阶段			
	超调量/ %	峰值时间/ s	调节时间/ s	稳定频率变化范围/Hz	超调量/ %	峰值时间/ s	调节时间/ s	稳定频率变化范围/Hz
自适应 PLL	0.61	0.173	0.351	<0.04	0.16	0.083	0.241	<0.04
SRF-PLL	0.54	0.717	1.097	<0.08	0.36	0.422	1.320	<0.08
二阶 LADRC-PLL	0.50	0.582	0.985	<0.06	0.27	0.257	0.625	<0.06

由图 7 和表 2 可知,在初始时刻,虽然自适应 PLL 的超调量相较于 SRF-PLL、二阶 LADRC-PLL 的超调量略高,但其峰值时间和调节时间分

别比 SRF-PLL 缩短了 0.544、0.746 s,比二阶 LADRC-PLL 缩短了 0.409、0.634 s;在 $t=2.0\text{ s}$ 时,电网频率突增 0.5 Hz,相比 SRF-PLL,自适应 PLL

的超调量、峰值时间和调节时间分别减少了0.20个百分点、0.339 s、1.079 s,相比二阶LADRC-PLL,自适应PLL的超调量、峰值时间和调节时间分别减少了0.11个百分点、0.174 s、0.384 s。此外,在正常工况以及频率突增之后的稳态阶段,自适应PLL的稳定频率变化范围均小于SRF-PLL与二阶LADRC-PLL。

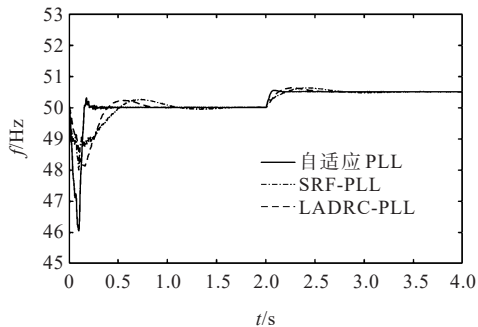


图7 3种PLL策略下电网频率突增波形

Figure 7 Waveforms of grid frequency sudden increase under three types of PLLs

反之,若 $t=2.0$ s时电网频率由50 Hz突降至49.5 Hz,3种PLL策略下电网频率突减波形如图8所示。由图8可知,若电网频率突降0.5 Hz,自适应PLL策略在超调量和调节时间两个指标上,仍优于其他两种策略。

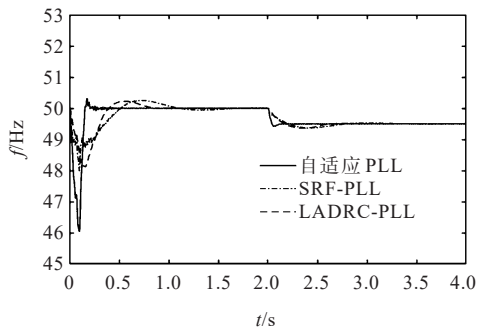


图8 3种PLL策略下电网频率突减波形

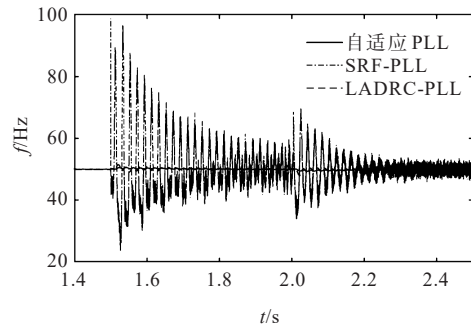
Figure 8 Waveforms of grid frequency sudden drop under three types of PLLs

综上所述,当电网频率发生突变时,与SRF-PLL和二阶LADRC-PLL相比,自适应PLL策略展现出更快的动态响应速度和更高的稳态精度,对电网频率变化具有更强的鲁棒性和适应性。

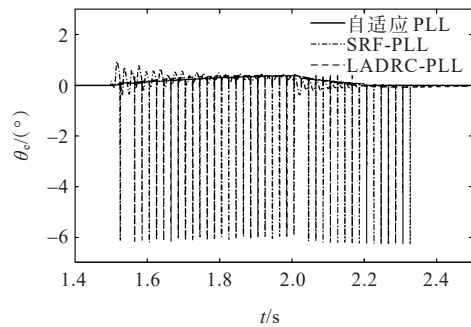
3.3 不对称故障验证

1) 单相接地故障。

假设系统初始运行在正常状态, $t=1.5$ s时MMC4换流站交流侧发生A相接地故障,持续时间为0.5 s。A相接地故障下3种PLL输出对比如图9所示,MMC输出电流如图10所示。



(a)输出频率



(b)输出相角误差

图9 A相接地故障下3种PLL输出对比

Figure 9 Comparison of three PLL outputs under A-phase ground fault

由图9(a)可知,在MMC4换流站交流侧发生A相接地故障后,SRF-PLL的输出频率表现出明显的波动和较大的偏差,输出频率偏差范围为0~48.81 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为0.32 s;二阶LADRC-PLL的输出频率偏差范围为0~2.06 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为0.27 s;本文所提自适应PLL可将频率波动抑制在0~0.74 Hz,能够迅速抑制振荡并平稳地跟踪故障后的系统频率,故障后系统恢复到稳态仅需0.15 s。由图9(b)可知,SRF-PLL在故障发生后表现出较大的相角波动,其偏差范围为 $-6.27^{\circ}\sim 0.94^{\circ}$,且故障后稳定时间较长;二阶LADRC-PLL的相角偏差范围为 $-0.12^{\circ}\sim 0.40^{\circ}$,而自适应PLL的相角偏差范围仅为 $0^{\circ}\sim 0.33^{\circ}$ 。由此说明,在电网发生单相接地故障时,自适应PLL具有更好的动态响应和抗扰动能力,更高的相角跟踪精度和稳定性,并且能够快速抑制相角输出误差。

由图10可知,在A相接地故障期间,采用SRF-PLL时MMC输出电流波形发生了明显畸变,电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)可达16.29%,调节时间为0.38 s;采用二阶LADRC-PLL时,故障期间MMC输出电流的THD为7.44%,调

节时间为 0.05 s;采用自适应 PLL 时 MMC 输出电流的 THD 仅为 4.98%,调节时间仅为 0.03 s,由此验证了自适应 PLL 能解决 MMC 输出电流的畸变问题,并且缩短了系统调节时间。

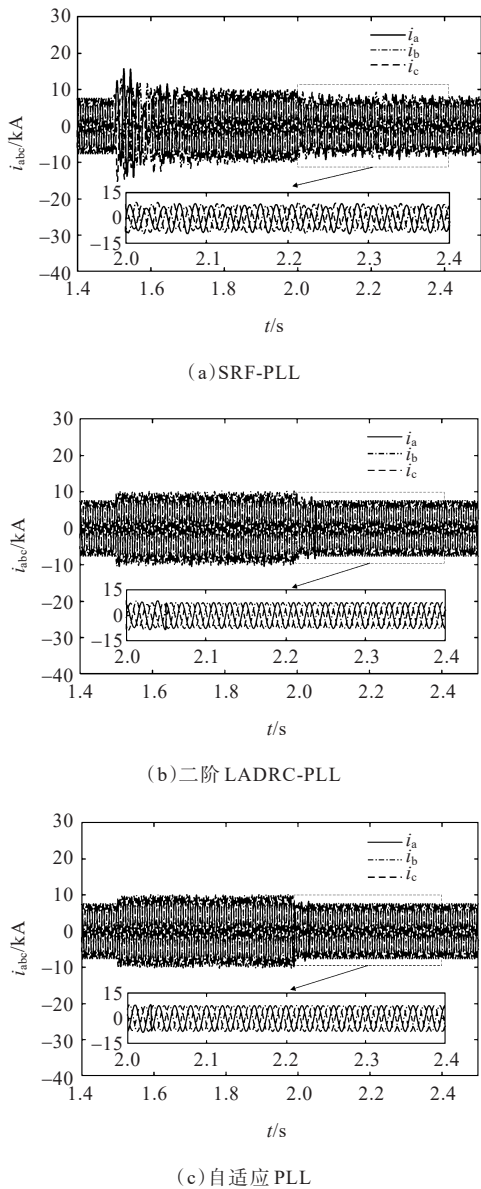


图 10 A 相接地故障下 3 种 PLL 的 MMC 输出电流
Figure 10 MMC output currents of three types of PLLs under A-phase ground fault

2) 两相短路故障。

假设系统初始运行在正常状态, $t=1.5$ s 时 MMC4 换流站交流侧发生 A、B 两相短路故障,持续时间为 0.5 s。A、B 两相短路故障下 3 种 PLL 输出对比如图 11 所示,A、B 两相短路故障下 3 种 PLL 的 MMC 输出电流如图 12 所示。

由图 11(a)可知,与 MMC4 换流站交流侧发生 A 相接地故障相比,A、B 两相短路故障更为严

重。在发生 A、B 两相短路故障之后,SRF-PLL 的输出频率偏差范围为 0~62.51 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.47 s;二阶 LADRC-PLL 的输出频率偏差范围为 0~2.50 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.32 s;本文所提自适应 PLL 将频率波动抑制在 0~0.87 Hz,故障后系统恢复到稳态仅需 0.19 s。由图 11(b)可知,在 A、B 两相短路故障发生后,SRF-PLL 和二阶 LADRC-PLL 的输出相角偏差范围分别为 $-6.19^\circ \sim 6.23^\circ$ 和 $-0.19^\circ \sim 0.51^\circ$,而自适应 PLL 的输出相角偏差范围仅为 $0^\circ \sim 0.41^\circ$ 。

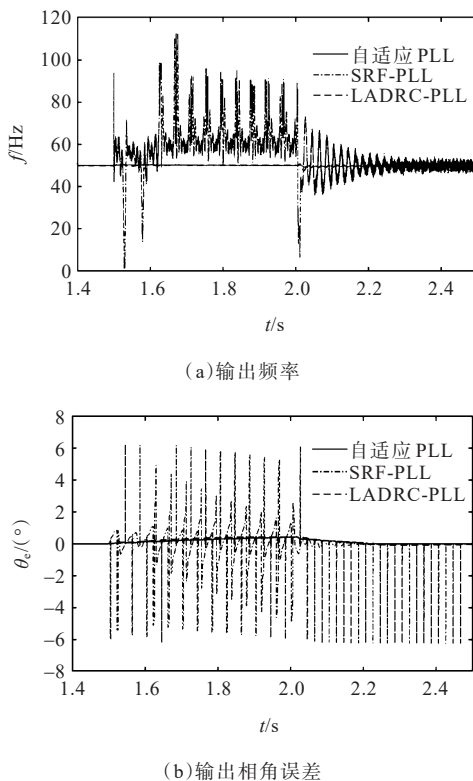


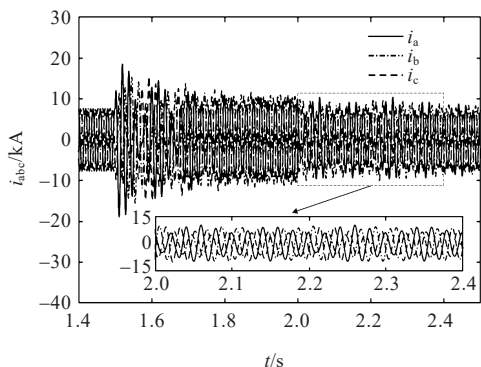
图 11 A、B 两相短路故障下 3 种 PLL 输出对比
Figure 11 Comparison of three PLL outputs under A,B two-phase short-circuit fault

由图 12 可知,在 A、B 两相短路故障期间,采用自适应 PLL 时 MMC 输出电流波形的畸变程度明显小于二阶 LADRC-PLL 和 SRF-PLL,三者对应的 MMC 输出电流 THD 分别为 5.73%、7.96% 和 19.61%,调节时间分别为 0.05、0.07、0.40 s,进一步验证了自适应 PLL 能解决 MMC 输出电流的畸变问题,也缩短了系统调节时间。

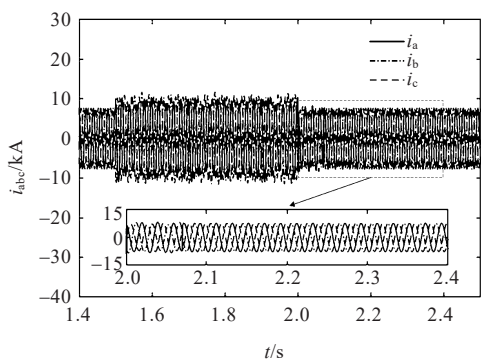
3) 两相接地短路故障。

假设系统初始运行在正常状态, $t=1.5$ s 时 MMC4 换流站交流侧发生 A、B 两相接地短路故障,

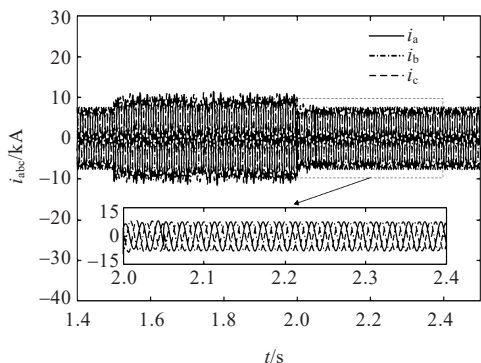
持续时间为 0.5 s。A、B 两相接地短路故障下 3 种 PLL 输出对比如图 13 所示。



(a) SRF-PLL



(b) 二阶 LADRC-PLL



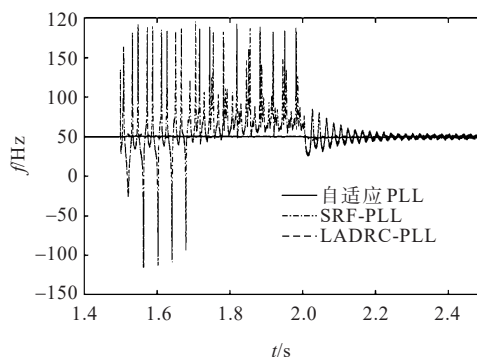
(c) 自适应 PLL

图 12 A、B 两相短路故障下 3 种 PLL 的 MMC 输出电流

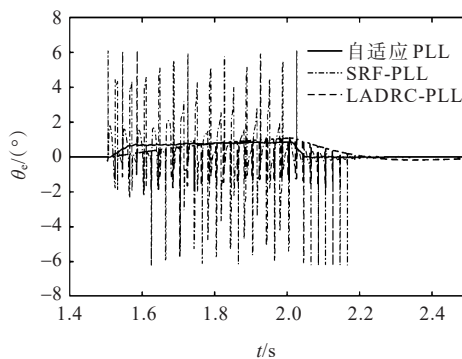
Figure 12 MMC output currents of three types of PLLs under A, B two-phase short-circuit fault

由图 13(a)可知,在发生 A、B 两相接地短路故障后,SRF-PLL 的输出频率偏差范围为 0~146.12 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.48 s;二阶 LADRC-PLL 的输出频率偏差范围为 0~5.40 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.37 s;本文所提自适应 PLL 将频率波动抑制在 0~1.44 Hz,故障后系统恢复到稳态仅需 0.21 s。由图 13(b)可知,在 A、B 两相接地短路故障发生后,SRF-PLL 和二阶

LADRC-PLL 的输出相角偏差范围分别为 $-6.24^\circ \sim 6.12^\circ$ 和 $-1.98^\circ \sim 1.09^\circ$,而自适应 PLL 的输出相角偏差范围仅为 $-0.04^\circ \sim 0.87^\circ$ 。



(a) 输出频率



(b) 输出相角误差

图 13 A、B 两相接地短路故障下 3 种 PLL 输出对比

Figure 13 Comparison of three PLL outputs under A, B phase-to-ground short-circuit fault

4)断相故障。

假设系统初始运行在正常状态, $t=1.5$ s 时 MMC4 换流站交流侧 C 相发生断相故障,持续时间为 0.5 s。C 相断相故障下 3 种 PLL 输出对比如图 14 所示。

由图 14(a)可知,在发生 C 相断相故障之后,SRF-PLL 的输出频率偏差范围为 0~53.15 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.50 s;二阶 LADRC-PLL 的输出频率偏差范围为 0~7.96 Hz,故障后系统恢复到稳态所需时间为 0.46 s;本文所提自适应 PLL 将频率波动抑制在 0~4.70 Hz,故障后系统恢复到稳态仅需 0.40 s。由图 14(b)可知,在 C 相断相故障发生后,SRF-PLL 和二阶 LADRC-PLL 的输出相角偏差范围分别为 $-6.13^\circ \sim 6.08^\circ$ 和 $-0.06^\circ \sim 1.97^\circ$,而自适应 PLL 的输出相角偏差范围仅为 $-0.04^\circ \sim 0.34^\circ$ 。由此可知,本文所提策略在断相故障工况下也具有优势。

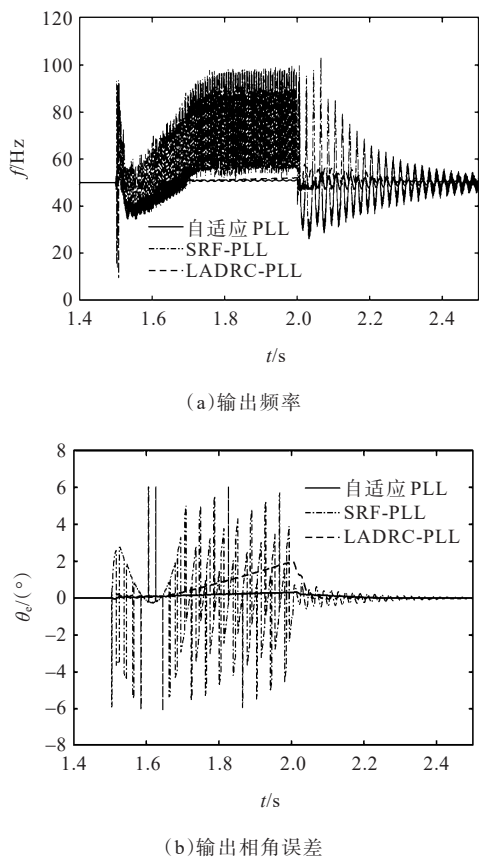


图14 C相断相故障下3种PLL输出对比

Figure 14 Comparison of three PLL outputs under C-phase open-circuit fault

4 结语

为提升PLL在电网电压不平衡、频率突变等复杂工况下的动态响应性能及频率相位检测精度,本文提出一种基于改进二阶LADRC的自适应PLL控制策略,通过理论分析和仿真验证,得出如下结论。

1)交叉解耦DCCF控制器结构简单,无须复杂的坐标变换,能够有效消除电压负序分量的影响,精确检测电压正序分量。

2)使用改进二阶LADRC代替传统PLL中的PI环节,无须对受控对象进行精确数学建模,在提高PLL动态性能的同时,还对电网频率变化具有更强的鲁棒性和适应性。

3)本文所提自适应PLL策略与SRF-PLL和二阶LADRC-PLL相比,动态响应速度更快、抗干扰能力更强,对电网频率和相位跟踪精度更高,能更好地改善MMC输出电流畸变,提升系统运行稳定性与鲁棒性。

4)本文所提自适应PLL策略适用于任何不对称故障工况。

参考文献:

- [1] 马秀达, 卢宇, 田杰, 等. 柔性直流输电系统的构网型控制关键技术与挑战[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(3): 1-11.
MA Xiuda, LU Yu, TIAN Jie, et al. Key technologies and challenges of grid-forming control for flexible DC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(3): 1-11.
- [2] 饶宏, 周月宾, 李巍巍, 等. 柔性直流输电技术的工程应用和发展展望[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(1): 1-11.
RAO Hong, ZHOU Yuebin, LI Weiwei, et al. Engineering application and development prospect of VSC-HVDC transmission technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(1): 1-11.
- [3] 饶宏, 黄伟煌, 郭知非, 等. 柔性直流输电技术在大电网中的应用与实践[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3347-3355.
RAO Hong, HUANG Weihuang, GUO Zhifei, et al. Practical experience of VSC-HVDC transmission in large grid[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3347-3355.
- [4] 李从善, 甄子凯, 和萍, 等. 风电与多端柔性直流输电系统自适应变频协调控制策略研究[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(1): 65-73+92.
LI Congshan, ZHEN Zikai, HE Ping, et al. Research on adaptive frequency division coordinated control strategy for wind power and multi terminal flexible HVDC transmission system[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(1): 65-73+92.
- [5] 张勇, 季兰兰, 袁艺嘉, 等. 柔性直流变压器有载分接开关控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38(4): 35-45.
ZHANG Yong, JI Lanlan, YUAN Yijia, et al. On-load tap changer control strategy for VSC-HVDC transformer [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(4): 35-45.
- [6] 冯铮, 李慧, 范新桥, 等. 含微分平坦控制的柔直输电系统稳定性分析[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(4): 42-52.
FENG Zheng, LI Hui, FAN Xinqiao, et al. Stability analysis of flexible direct current transmission system with differential flatness control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(4): 42-52.
- [7] 齐琛, 吕浩敏, 李卫星. 采用双二阶广义积分器锁相环的MMC多谐波线性化阻抗建模与分析[J]. 电网技术, 2024, 48(11): 4608-4619.
QI Chen, LYU Haomin, LI Weixing. Multi-harmonic linearized impedance modeling and analysis of MMC

- with DSOGI-PLL[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(11): 4608-4619.
- [8] 陈继开, 李林, 张程, 等. 不对称电网电压下 MMC-HVDC 系统控制优化方法[J]. *电网技术*, 2020, 44(9): 3525-3532.
CHEN Jikai, LI Lin, ZHANG Cheng, et al. Optimization control method of MMC-HVDC system under asymmetrical network voltage[J]. *Power System Technology*, 2020, 44(9): 3525-3532.
- [9] 李培法, 唐欣, 王文, 等. 锁相环对柔性直流输电系统换流站输入导纳的影响分析[J]. *电力科学与技术学报*, 2020, 35(4): 20-26.
LI Peifa, TANG Xin, WANG Wen, et al. Analysis of the effect of phase-locked loop on input admittance of converter station in flexible DC transmission system[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2020, 35(4): 20-26.
- [10] WANG D Y, ZHANG K. Small-signal stability analysis of MMC-HVDC system based on hybrid passivity[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2024, 39(1): 29-41.
- [11] WANG Y C, ZHANG H L, LIU K, et al. A forward compensation method to eliminate DC phase error in SRF-PLL[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(6): 6280-6284.
- [12] LARUMBE L B, QIN Z A, BAUER P. Guidelines for stability analysis of the DDSRF-PLL using LTI and LTP modelling in the presence of imbalance[J]. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2022, 3: 339-352.
- [13] RANJAN A, KEWAT S, SINGH B. DSOGI-PLL with in-loop filter based solar grid interfaced system for alleviating power quality problems[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(1): 730-740.
- [14] 高正中, 王亚男, 牛慧晖, 等. 用于矿井电网电压同步频率检测的改进型 DSOGI-PLL[J]. *工矿自动化*, 2020, 46(8): 75-81.
GAO Zhengzhong, WANG Yanan, NIU Huihui, et al. Improved DSOGI-PLL for synchronizing frequency detection of mine power grid voltage[J]. *Industry and Mine Automation*, 2020, 46(8): 75-81.
- [15] 王浩成, 何山, 陈小丹, 等. 基于自适应滤波器改进型 DSOGI 并网锁相环直流偏移消除方法[J]. *可再生能源*, 2020, 38(8): 1072-1078.
WANG Haocheng, HE Shan, CHEN Xiaodan, et al. Improved DSOGI grid-based phase-locked loop DC offset cancellation method based on adaptive filter[J]. *Renewable Energy Resources*, 2020, 38(8): 1072-1078.
- [16] 程勇, 张怡龙, 毕训训, 等. 基于复系数-延时信号消除法的锁相环设计[J]. *电测与仪表*, 2020, 57(15): 123-128.
CHENG Yong, ZHANG Yilong, BI Xunxun, et al. Design of phase-locked loop based on complex coefficient-delay signal elimination method[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2020, 57(15): 123-128.
- [17] 唐爱博, 王安娜, 宋崇辉. 基于改进 SOGI-PLL 电网基波正序分量同步方法[J]. *控制工程*, 2021, 28(6): 1136-1142.
TANG Aibo, WANG Anna, SONG Chonghui. A fundamental positive sequence component synchronization method for grid voltage based on the phase locked loop with improved second-order generalized integrators[J]. *Control Engineering of China*, 2021, 28(6): 1136-1142.
- [18] 王佳浩, 潘欢, 纳春宁. 基于交叉解耦双复系数滤波器的频率自适应锁相环[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2021, 33(3): 25-31.
WANG Jiahao, PAN Huan, NA Chunqing. Frequency adaptive phase-locked loop based on crossing-decoupling double complex coefficient filter[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2021, 33(3): 25-31.
- [19] 武利强, 韩京清. 直线型倒立摆的自抗扰控制设计方案[J]. *控制理论与应用*, 2004, 21(5): 665-669+688.
WU Liqiang, HAN Jingqing. Active disturbance rejection controller scheme for the linear inverted pendulum[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(5): 665-669+688.
- [20] 杨天翔, 程志江, 杨涵棣, 等. 基于自抗扰控制的风电并网逆变器锁相环设计[J]. *太阳能学报*, 2023, 44(4): 147-155.
YANG Tianxiang, CHENG Zhijiang, YANG Handi, et al. Design of phase-locked loop of grid connected converter based on active disturbance rejection control[J]. *Acta Energetica Sinica*, 2023, 44(4): 147-155.
- [21] 张威, 李永丽, 李涛, 等. 适用于非理想条件下的自适应自抗扰锁相环技术[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2021, 33(9): 74-81.
ZHANG Wei, LI Yongli, LI Tao, et al. Technology of adaptive phase-locked loop based on ADRC under non-ideal conditions[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2021, 33(9): 74-81.
- [22] 汪怡秀, 王辉, 郝玢鑫, 等. 基于 VSG 的电网电压不平衡下并网逆变器控制策略[J]. *可再生能源*, 2022, 40(5): 696-702.
WANG Yixiu, WANG Hui, Zhu Binxin, et al. Control strategy of grid-connected inverter based on VSG under unbalanced grid voltage[J]. *Renewable Energy Resources*, 2022, 40(5): 696-702.

- [23] 王佳浩, 潘欢, 纳春宁. 电网电压不平衡和谐波畸变下新型并网锁相环设计[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(15): 108-115.
WANG Jiahao, PAN Huan, NA Chunling. A new grid-connected phase-locked loop design under grid voltage imbalance and harmonic distortion conditions[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(15): 108-115.
- [24] 杨旭红, 杨一矜, 潘宇, 等. 基于 RBF-LADRC 的虚拟同步发电机控制策略[J]. 太阳能学报, 2024, 45(3): 319-325.
YANG Xuhong, YANG Yijin, PAN Yu, et al. Rbfnn based linear active disturbance rejection control for virtual synchronous generator control strategy[J]. Acta Energeticae Solaris Sinica, 2024, 45(3): 319-325.
- [25] 葛胜升, 王鹏, 施凯. 基于二阶线性自抗扰的虚拟同步发电机二次调频控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(10): 81-88.
GE Shengsheng, WANG Peng, SHI Kai. Secondary frequency modulation control of virtual synchronous generator based on second-order linear active disturbance rejection control[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2022, 34(10): 81-88.
- [26] 李博浩, 郭昆丽, 吕家君, 等. 弱电网下改进 LADRC 抑制直驱风机次同步振荡研究[J]. 中国电力, 2023, 56(4): 56-67.
LI Bohao, GUO Kunli, LYU Jiajun, et al. Inhibition of subsynchronous oscillation of direct-drive wind turbine by improved LADRC in weak grids[J]. Electric Power, 2023, 56(4): 56-67.
- [27] 高文森, 樊艳芳, 王一波. 优化型 DDSRF-PLL 在不平衡和畸变电网电压下的仿真研究[J]. 可再生能源, 2017, 35(5): 714-720.
GAO Wensen, FAN Yanfang, WANG Yibo. Simulation studies of optimized DDSRF-PLL under unbalanced and distorted grid voltage[J]. Renewable Energy Resources, 2017, 35(5): 714-720.
- [28] 赵佳琪, 李慧, 祁鲲. 基于二阶线性自抗扰的柔性直流电网控制策略[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2024, 39(5): 40-49.
ZHAO Jiaqi, LI Hui, QI Kun. Flexible DC grids control strategy based on second-order linear active disturbance rejection[J]. Journal of Beijing Information Science & Technology University (Science and Technology Edition), 2024, 39(5): 40-49.