DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.87 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于变带宽自抗扰控制的交错并联 DC-DC 变换器研究

吴 芳，李永明
(新疆大学计算机科学与技术学院，乌鲁木齐 830017)

摘要：针对交错并联变换器动态跟踪时间较长和负载扰动时存在二次振荡的问题，提出 1 种变带宽自抗扰控制策略。首先基于小信号模型分析，将寄生参数摄动的影响计入传递函数中，以消除寄生参数引起的内部不确定性扰动；接着从频域特性入手，在稳定性和抗扰特性方面分析带宽与抗干扰能力的影响关系；最后利用蒙特卡洛实验对所提策略进行鲁棒性检验。通过仿真和实验结果可见，所提策略在目标值跟踪和抗扰品质方面均优于双闭环比例积分 PI(proportional-integral)控制，提高了系统动态性能和抗扰能力。

关键词：交错并联；线性自抗扰控制；扩张状态观测器；四相交错变换器

Research on Interleaved Parallel DC-DC Converter Based on Variable Bandwidth Active Disturbance Rejection Control

WU Fang, LI Yongming
(School of Computer Science and Technology, Xinjiang University, Urumqi 830017, China)

Abstract: Aimed at the issues of a long dynamic tracking time and secondary oscillation during load disturbances in interleaved parallel converters, a variable bandwidth active disturbance rejection control strategy is proposed. First, based on the small-signal model analysis, the influence of parasitic parameter perturbations is taken into account in the transfer function, so as to eliminate internal uncertainty disturbances caused by parasitic parameters. Then, starting from the frequency-domain characteristics, the relationship between bandwidth and anti-interference capability is analyzed in terms of stability and anti-interference characteristics. Finally, Monte Carlo experiments were used to test the robustness of the proposed strategy. Simulation and experimental results show that the proposed strategy is superior to double closed-loop proportional-integral (PI) control in target value tracking and anti-interference quality, thus improving the system's dynamic performance and anti-interference capability.

Keywords: Interleaved parallel; linear active disturbance rejection control; extended state observer; four-phase interleaved converter

随着时代的发展，对大电流、高功率性能的电力电子产品的追求愈发强烈。当前，单相 Buck 变换器存在电流应力大、功率等级受限、输出信号纹波大等固有问题，致使其无法满足实际需求，而交错并联技术天然具备高效率、低纹波的优势，因此研究交错并联变换器的控制策略具有重要的理论价值和现实意义。

在储能系统中，介于直流母线和负载装置之间的交错并联变换器一般可简化为二阶模型[1]，但实际电路因参数摄动、高频开关误动和外部噪声干扰的影响，致使模型趋于高阶时变、非线性和强耦合等不确定状态，各种不确定因素不可避免地降低了能量转换的效率和品质，也对直流变换器的快速高

收稿日期：2023-10-14；**修回日期**：2023-12-15，2024-01-05；
录用日期：2024-01-15；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：国家自然科学基金资助项目(U1903213)；科技创新 2030“新一代人工智能”重大项目(2022ZD0115800)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant U1903213; Science and Technology Innovation 2030 “New Generation of Artificial Intelligence” Major Projects under the grant 2022ZD0115800

质量输出带来了巨大挑战[2]。然而，比例积分PI(proportional-integral)控制在获取快速响应的同时通常伴随着较高的超调现象，快速性和超调问题难以兼顾致使控制效果不佳[3]。针对此问题，自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)技术因对不确定性扰动具有较强的耐受性和对系统动力学模型的低依赖性而被广泛关注。

ADRC 是 1 种以“误差反馈消除误差”的思想将系统外部干扰和内部不确定性视为集总扰动，并利用扩张状态观测器 ESO(extended state observer)对集总扰动进行跟踪、观测和补偿的控制技术[4-6]。文献[7-8]从带宽着手将 ADRC 线性化，提出了线性自抗扰控制 LADRC(linear active disturbance rejection control）方法，该方法保留了 ADRC 技术的优良控制性能，且缩减了可调参数数量，有力推动了 ADRC 的理论研究和工程应用；文献[9]利用降阶广义比例积分观测器来优化 LADRC，并通过单相 Buck 验证了控制方案的有效性；文献[10]考虑了变换器的非线性特性，提出了 1 种基于 ADRC 的双向变换器控制方法；文献[11]针对六相交错 Buck 变换器提出 1 种串联扩张观测器以补偿干扰估计误差。目前针对变换器的研究主要考虑在理想条件下建模，未考虑器件寄生参数的影响，致使干扰估计存在偏差，且大扰动情况下恢复过程中产生过冲问题也影响着控制效果。

针对上述问题，本文充分考虑器件寄生参数的干扰，对四相交错 Buck 变换器小信号建模，并给出了通用传递函数公式。就负载突变恢复过程中易出现过冲、振荡和恢复时间较长等问题，在分析带宽对系统稳定性和抗干扰能力的影响后，提出了变带宽线性自抗扰控制策略，并利用蒙特卡洛实验对其进行鲁棒性检验。通过搭建仿真模型和实验平台对所提控制策略进行验证，结果显示在选取合适控制参数的情况下，所提策略具有较好的干扰抑制能力和动态性能。

1 四相交错变换器

1.1 工作原理

为降低纹波幅值、提高电能变换质量，常将 N 个 Buck 变换器单元并联。四相交错 DC-DC 变换器 FIDC(four-phase interleaved DC-DC converter)主电路拓扑如图 1 所示，变换器单元并联供电以增加系统的输出功率，提高可靠性。图中：U_{i} 为输入电压；U_{o} 为输出电压；Q_1 和 Q_2 分别为主功率管和同步整流管；L_1 为第 1 相电感；I_{L_1} 为第 1 相电感电流；R_{L_1} 为第 1 相电感的寄生电阻；I_C 为输出滤波电容电流；R_C 为输出滤波电容的寄生电阻；U_C 为输出滤波电容电压；I_{o} 为输出电流；R 为等效负载电阻[12]。FIDC 由 4 个结构和参数完全相同的半桥式 Buck 拓扑单元并联组成，各单元桥臂上的开关管采用互补导通方式转换能量，各单元开关管驱动信号时序移相 90° 交替导通，电感在等控制间隙充放电，使得四相电感电流纹波加和后部分抵消，输出纹波幅值显著降低，保证了变换器具有较高的功率密度[13]。

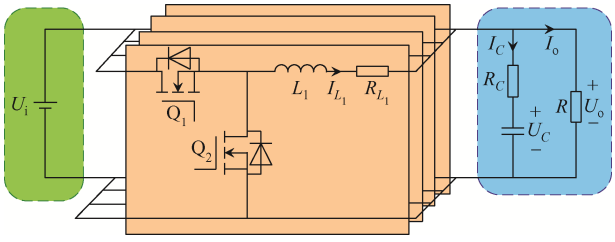


图 1 FIDC 主电路拓扑

Fig. 1 Topology of main circuit of FIDC

1.2 数学模型

精确的小信号建模是分析系统稳定性与设计高性能控制器的关键，通过对开关过程的滑动平均处理，可消除系统的时变性[14]。为构造连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)下单相 Buck 变换器的状态空间平均方程，视占空比 d 为控制变量，选取电感电流 $i_L(t)$和电容电压 $u_C(t)$作为状态变量 $\boldsymbol{x}=[i_L(t)\quad u_C(t)]^{\mathrm{T}}$，选取输入电压 $u_{\mathrm{i}}(t)$作为输入变量，输入电流 $i_{\mathrm{i}}(t)$和输出电压 $u_{\mathrm{o}}(t)$作为输出变量 $\boldsymbol{y}=[i_{\mathrm{i}}(t)\quad u_{\mathrm{o}}(t)]^{\mathrm{T}}$。

由基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)、基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)可得，1 个开关周期的 Buck 变换器的状态空间平均方程为

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}\bar{i}_L(t)}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{u}_C(t)}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{(R+R_C)R_L+RR_C}{(R+R_C)L} & -\dfrac{R}{(R+R_C)L}\\ \dfrac{R}{(R+R_C)C} & -\dfrac{1}{(R+R_C)C}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\bar{i}_L(t)\\ \bar{u}_C(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{d}{L}\\ 0\end{bmatrix}\bar{u}_{\mathrm{i}}(t) \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix}\bar{i}_{\mathrm{s}}(t)\\ \bar{u}_{\mathrm{o}}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}d & 0\\ \dfrac{RR_C}{R+R_C} & \dfrac{R}{R+R_C}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{i}_L(t)\\ \bar{u}_C(t)\end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：R_L、L 和 C 分别为单相 Buck 变换器电感的寄生电阻、电感和滤波电感；$\bar{i}_{\mathrm{s}}(t)$ 为受控电流源电流。

由式(1)和式(2)可得单相Buck变换器状态空间平均等效电路，如图 2 所示。图中：$\bar{i}_{\mathrm{s}}$ 为受控电流源，$\bar{u}_{\mathrm{D}}$ 为受控电压源。

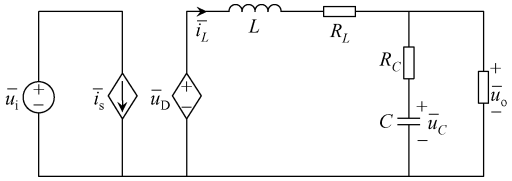


图 2　单相 Buck 变换器状态空间等效电路

Fig. 2 Single-phase Buck converter state space equivalent circuit

对控制变量 d 和输入电压 u_{i} 加入交流小信号扰动，使电路中其他变量随之变化[15]，交流小信号的扰动变量可表示为

$$\begin{cases}\bar{u}_{\mathrm{i}}=U_{\mathrm{i}}+\hat{u}_{\mathrm{i}},\ \bar{u}_{\mathrm{o}}=U_{\mathrm{o}}+\hat{u}_{\mathrm{o}},\\ \bar{u}_{\mathrm{D}}=U_{\mathrm{D}}+\hat{u}_{\mathrm{D}},\bar{u}_C=U_C+\hat{u}_C\\ d=D+\hat{d},\ \bar{i}_{\mathrm{s}}=I_{\mathrm{s}}+\hat{i},\ \bar{i}_L=I_L+\hat{i}_L\end{cases} \tag{3}$$

式中：d、$\bar{u}_{\mathrm{i}}$、$\bar{i}_{\mathrm{s}}$、$\bar{i}_L$、$\bar{u}_{\mathrm{D}}$、$\bar{u}_{\mathrm{o}}$ 和 $\bar{u}_C$ 为时间平均分量；D、U_{i}、I_{s}、I_L、U_{D}、U_{o} 和 U_C 为直流分量；$\hat{d}$、$\hat{u}_{\mathrm{i}}$、$\hat{i}_{\mathrm{s}}$、$\hat{i}_L$、$\hat{u}_{\mathrm{D}}$、$\hat{u}_{\mathrm{o}}$ 和 $\hat{u}_C$ 为小信号扰动分量[16]。

$\hat{d}$ 须满足 $\hat{d}=D_d\sin(2\pi f_d t)$，且 $D_d\ll D$，$f_d\ll f_{\mathrm{s}}$，其中，D_d、f_d 和 f_{s} 分别为占空比小信号扰动量的幅值、频率和受控电流源频率，此时占空比扰动使占空比 d 在恒定值 D 上叠加 1 个可正可负的小信号低频正弦波信号，开关管导通与关断的 PWM 脉冲序列被低频正弦信号调制[17]，保证施加的小信号扰动量有效。将式(3)代入式(1)和式(2)，由于交流小信号分量远小于直流分量，故可舍去交流小信号的二次扰动分量，并将直流量和扰动量进行分离，可得单相 Buck 变换器的开环交流小信号方程为

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_L(t)}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{u}_C(t)}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{(R+R_C)R_L+RR_L}{(R+R_C)L} & -\dfrac{R}{(R+R_C)L}\\ \dfrac{R}{(R+R_C)C} & -\dfrac{1}{(R+R_C)C}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\hat{i}_L(t)\\ \hat{u}_C(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{D}{L}\\ 0\end{bmatrix}u_{\mathrm{i}}(t)+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L}\\ 0\end{bmatrix}u_{\mathrm{i}}\hat{d}(t)\\ \hat{i}_{\mathrm{s}}(t)=D\hat{i}_L(t)+I_L\hat{d}(t)\end{cases} \tag{4}$$

根据式(4)可得单相 Buck 电路交流小信号模型，如图 3 所示。通过拉氏变换，将图 3 中的时域关系转换至二维频域并进行交流小信号特性分析，进而可得

$$\begin{cases}\hat{i}_L(s)=\left[\left(R_C+\dfrac{1}{sC}\right)^{-1}+R^{-1}\right]\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)\\ \hat{u}_{\mathrm{D}}=(sL+R_L)\hat{i}_L(s)+\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)=D\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)+\hat{d}(s)U_{\mathrm{i}}\end{cases} \tag{5}$$

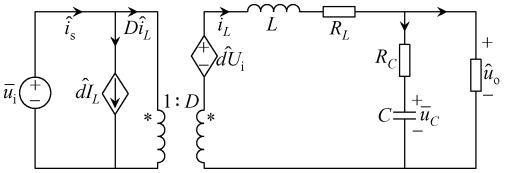


图 3　单相 Buck 电路交流小信号模型

Fig. 3 Single-phase Buck circuit AC small-signal model

由式(5)可推导出单相 Buck 变换器的输入−输出及控制−输出间的开环传递函数为

$$\begin{cases}\left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)}\right|_{\hat{d}(s)=0}=\dfrac{(R+sRCR_C)D}{s^2(R+R_C)LC+s(CR_LR_C+CRR_L+CRR_C+L)+R+R_L}\\ \left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}=\dfrac{(R+sRCR_C)U_{\mathrm{i}}}{s^2(R+R_C)LC+s(CR_LR_C+CRR_L+CRR_C+L)+R+R_L}\end{cases} \tag{6}$$

依据单相 Buck 变换器的建模结果，结合等效

原则，可得 FIDC 交流小信号模型，如图 4 所示。

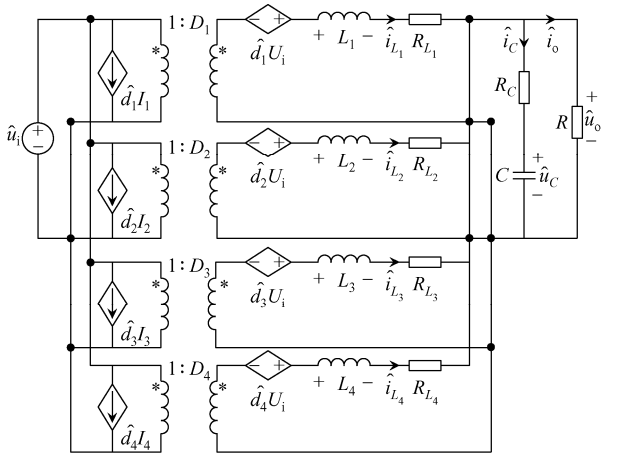


图 4 FIDC 交流小信号模型

Fig. 4 FIDC AC small-signal model of FIDC

假设 L_1=L_2=L_3=L_4=L，$\hat{i}_{L_1}=\hat{i}_{L_2}=\hat{i}_{L_3}=\hat{i}_{L_4}=\hat{i}_L$，$\hat{d}_1(t)=\hat{d}_2(t)=\hat{d}_3(t)=\hat{d}_4(t)=\hat{d}(t)$，且各相寄生参数值均相等。当电路处于稳态过程时，存在 $I_{L_1}=I_{L_2}=I_{L_3}=I_{L_4}=I_L$，$D_1$=$D_2$=$D_3$=$D_4$=$D$。通过拉氏变换，将图 4 中的时域关系转换至二维频域得

$$\begin{cases} 4\hat{i}_L(s)=\left[\left(R_C+\dfrac{1}{sC}\right)^{-1}+R^{-1}\right]\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)= \\ \qquad \dfrac{1+(R+R_C)sC}{R(1+sCR_C)}\hat{u}_{\mathrm{o}}(s) \\ \hat{u}_{\mathrm{D}}=(sL+R_L)\hat{i}_L(s)+\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)=D\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)+\hat{d}(s)U_{\mathrm{i}} \end{cases} \tag{7}$$

由式(7)可推导得占空比–电感电流、占空比–输出电压和电感电流–输出电压的传递函数为

$$\begin{cases} \left.\dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}=\dfrac{U_{\mathrm{i}}\left[1+sC(R+R_C)\right]}{s^2(RLC+LCR_C)+s(RCR_L+4RCR_C+CR_LR_C+L)+R_L+4R} \\ \left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}=\dfrac{4RU_{\mathrm{i}}(1+sCR_C)}{s^2(RLC+LCR_C)+s(RCR_L+4RCR_C+CR_LR_C+L)+R_L+4R} \\ \left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_L(s)}\right|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}=\dfrac{4R(1+sCR_C)}{1+sC(R+R_C)} \end{cases} \tag{8}$$

若令 X=sL+R_L，$Y=(R_C+s^{-1}C^{-1})R$，则可得考虑寄生参数时 N 相交错通用传递函数公式，见表 1。

表 1 N 相交错传递函数

Tab. 1 N-phase interleaved transfer function

开环传递函数	四相	N 相
$G_{i_Ld}(s)=\left.\dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\right\|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}$	$\dfrac{YU_{\mathrm{i}}}{XY+4}$	$\dfrac{YU_{\mathrm{i}}}{XY+N}$
$G_{u_od}(s)=\left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right\|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}$	$\dfrac{4U_{\mathrm{i}}}{XY+4}$	$\dfrac{NU_{\mathrm{i}}}{XY+N}$
$G_{u_oi_L}(s)=\left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_L(s)}\right\|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}$	$\dfrac{4}{Y}$	$\dfrac{N}{Y}$
$z_{\mathrm{o}}(s)=\left.\dfrac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)}\right\|_{\hat{u}_{\mathrm{i}}(s)=0}$	$\dfrac{4R}{Y^2}$	$\dfrac{NR}{Y^2}$

依据上述等效传递函数，可得图 5 所示的 FIDC 双闭环控制结构框图，图中：$U_{\mathrm{r}}(s)$为输出电压参考值；$I_{L\mathrm{ref}}(s)$为输出电感电流参考值；$G_U(s)$和 $G_I(s)$分别为 PI 电压外环和 PI 电流内环传递函数。

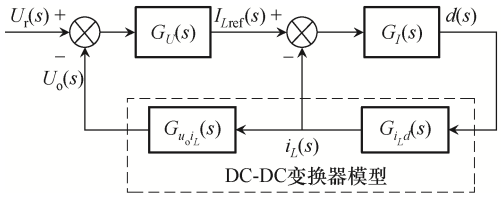


图 5 双闭环 PI 控制框图

Fig. 5 Block diagram of double closed-loop PI control

2 控制器设计

2.1 LADRC 原理

含内部不确定性和外部扰动的 n 阶系统[18]可描述为

$$y^{(n)}=g[y(t),y^{(1)}(t),y^{(2)}(t),\cdots,y^{(n-1)}(t),c(t)]+b\cdot u(t) \tag{9}$$

式中：$y(t)$、$c(t)$和 $u(t)$分别为系统的被控量、外部扰动量和控制量；综合函数 $g(\cdot)$为被控系统状态变量和外部扰动量的耦合关系，为未知常数，b 为无

法准确获得的系统增益，因此一般用参数 b_0 进行估计，并将 b_0 与 b 之间的估计偏差视为部分内部扰动，进而可得集总扰动函数 $f(t)$为

$$\begin{cases} y^{(n)}(t)=-by(t)-k_1y^{(1)}(t)-k_2y^{(2)}(t)-\cdots- \\ \quad k_{n-1}y^{(n-1)}(t)+c(t)+(b-b_0)u(t)+b_0u(t)= \\ \quad f(t)+b_0u(t) \\ f(t)=g[y(t),y^{(1)}(t),y^{(2)}(t),\cdots,y^{(n-1)}(t),c(t)]+ \\ \quad (b-b_0)u(t) \end{cases} \tag{10}$$

由式(10)可见，系统集总干扰的物理意义为系统估计不准确部分(内扰)与外部扰动量的总和。将式(10)代入式(9)，n 阶系统可改写为

$$y^{(n)}(t)=f(t)+b_0u(t) \tag{11}$$

设 $f(t)$可导，并令 $y^{(i-1)}=x_i(i=1, 2)$，将 $f(t)$进行状态扩张并用状态变量 x_3 的一阶导数表示，x_1 为系统输出 U_o，x_2 为 x_1 的一阶导数，因此可将式(9)改写为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}u(t)+\boldsymbol{E}f(t) \\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) \end{cases} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{x}(t)=\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$

由数学建模可知 FIDC 为二阶系统，因此利用三阶线性扩张状态观测器 LESO(linear extended state observer)对高于二阶的集总扰动进行实时跟踪，并通过前馈控制予以补偿和误差修正[19]。依据式(12)建立三阶 LESO 为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1(t) \\ \dot{z}_2(t) \\ \dot{z}_3(t) \end{bmatrix}=[\boldsymbol{A}-\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{C}]\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ z_3(t) \end{bmatrix}+[\boldsymbol{B}\quad \boldsymbol{\beta}]\begin{bmatrix} u(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \tag{13}$$

式中：$z_i(t)$为 $x_i(t)$的观测量；$\boldsymbol{\beta}$ 为观测器增益矩阵，$\boldsymbol{\beta}=[\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3]^{\mathrm{T}}=[3w_o \quad 3w_o^2 \quad w_o^3]^{\mathrm{T}}$，$w_o$ 为观测器带宽。

线性状态误差反馈 LSEF(linear state error feedback)控制律的作用是将 LESO 对 FIDC 的估计结果进行改造，进而转化为系统控制量 $u(t)$，此过程称为动态补偿线性化过程[6]，即

$$\begin{cases} u_0(t)=e(t)K_{\mathrm{p}}-z_2(t)K_{\mathrm{d}} \\ u(t)=[u_0(t)-z_3]/b_0 \\ e(t)=U_{\mathrm{r}}-z_1(t) \end{cases} \tag{14}$$

式中：$e(t)$为误差值；U_{r} 为电压参考值；K_{p} 和 K_{d} 为控制器系数，$K_{\mathrm{p}}=w_{\mathrm{c}}^2$，$K_{\mathrm{d}}=2w_{\mathrm{c}}$，$w_{\mathrm{c}}$ 为控制器带宽。

当选择理想的观测器带宽 w_{o} 和控制器带宽 w_{c} 时，LESO 可实现对系统中状态变量的精确跟踪，即 $z_1(t)\to x_1(t)$，$z_2(t)\to \dot{x}_1(t)$，$z_3(t)\to f(t)$，且 $z_3(t)\approx f(t)$ 时，可忽略 $z_3(t)$对 $f(t)$的估计误差，此时 LESO 可将系统动力学强制为双积分串联型结构[20]。LADRC 结构如图 6 所示。图中：O_{p} 和 O_{d} 为动态调整因子与控制器系数误差乘积的叠加值；O_{z_1}、O_{z_2} 和 O_{z_3} 为动态调整因子与输出电压误差乘积的叠加值。

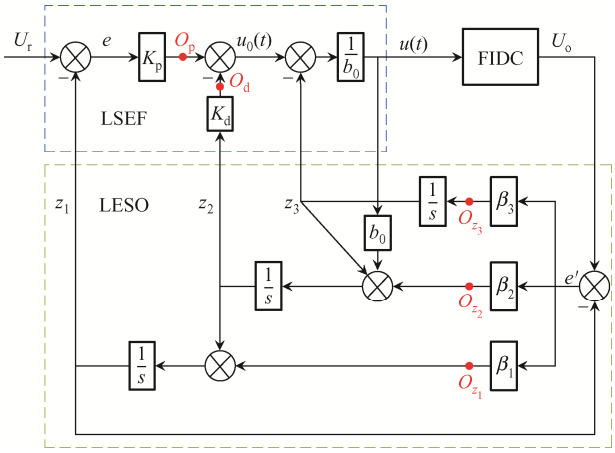


图 6　LADRC 结构

Fig. 6 Structure of LADRC

2.2 LADRC 稳定性和抗扰特性分析

闭环传递函数是分析系统稳定性和鲁棒性的关键，因此本节从闭环传递函数着手，进而对 LADRC 的抗扰特性进行深入分析，以得到带宽对系统稳定性和抗扰特性的影响。

对式(13)进行拉氏变换后可求得 z_1、z_2 和 z_3 的传递函数分别为

$$\begin{cases} z_1(s)=\dfrac{3w_{\mathrm{o}}s^2+3w_{\mathrm{o}}^2s+w_{\mathrm{o}}^3}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}y+\dfrac{b_0s}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}u \\ z_2(s)=\dfrac{(3w_{\mathrm{o}}^2s+w_{\mathrm{o}}^3)}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}y+\dfrac{(s+3w_{\mathrm{o}})b_0s}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}u \\ z_3(s)=\dfrac{w_{\mathrm{o}}^3s}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}y-\dfrac{b_0w_{\mathrm{o}}^3}{(s+w_{\mathrm{o}})^3}u \end{cases} \tag{15}$$

对 $u(t)$进行拉氏变换，并将式(15)代入其中 可得

$$u(s)=\frac{(s+w_o)^3\{w_c^2U_r-[(w_o^3+6w_o^2w_c+3w_c^2w_o)s^2+(2w_o^3w_c+3w_o^2w_c^2)s+w_o^3w_c^2]/(s+w_o)^3\}}{b_0[(s+w_o)^3+2w_cs^2+(w_c^2+6w_ow_c)s-w_o^3]} \tag{16}$$

根据式(16)可将图 6 化简为图 7，其中 $G(t)$为 FIDC 开环传递函数，由式(16)可推得图 7 中传递函数为

$$\begin{cases} H(s)=\dfrac{(w_o^3+3w_c^2w_o+6w_o^2w_c)s^2+(2w_o^3w_c+3w_o^2w_c^2)s+w_o^3w_c^2}{(s+w_o)^3} \\ G_c(s)=\dfrac{(s+w_o)^3}{(s+w_o)^3+2w_cs^2+(w_c^2+6w_ow_c)s-w_o^3} \end{cases} \tag{17}$$

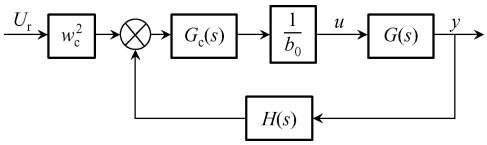


图 7 LADRC 简化控制结构

Fig. 7 Simplified control structure of LADRC

对式(11)进行拉氏变换，并将式(16)代入其中可得

$$y(s)=\frac{w_c^2U_r}{(s+w_c)^2}+\frac{[(s+w_c)^2+3w_o(s+w_o+2w_c)]sf}{(s+w_c)^2(s+w_o)^3} \tag{18}$$

式中，f为控制过程中的总扰动[21]。

由式(18)可见，系统输出可表征为跟踪项与扰动项之和。当 z_3 精准跟踪 f 时，扰动项可忽略，此时输出性能与 w_o 无关，仅由 w_c 决定，w_c 越大，动态跟踪速度越快。当 LESO 对状态变量的观测存在误差(内部不确定性)或外部存在扰动 $c(t)$时，扰动项对系统稳定性的威胁逐渐凸显，w_c 和 w_o 对扰动项的影响如图 8 所示。

由图 8 可见，增大 w_c 和 w_o 可降低输出侧高频扰动增益，显著减小系统对高频噪声的敏感度，强化系统抗扰性能。针对负载突变工况，可将系统视作 f 为单位阶跃信号的响应过程，由式(18)可得单位阶跃扰动项作用下的输出响应为

$$y(s)=\frac{(s+w_c)^2+3w_o(s+w_o+2w_c)}{(s+w_c)^2(s+w_o)^3}s\cdot\frac{1}{s}=\frac{q_1}{(s+w_c)^2}+\frac{q_2}{(s+w_c)}+\frac{p_1}{(s+w_o)^3}+\frac{p_2}{(s+w_o)^2}+\frac{p_3}{(s+w_o)} \tag{19}$$

式中：$q_1=\dfrac{3w_o}{(w_o-w_c)^2}$，$q_2=\dfrac{-6w_o(w_o-2w_c)}{(w_o-w_c)^4}$；$p_1=\dfrac{(w_o-w_c)^6+6w_ow_c}{(w_o-w_c)^6}$，$p_2=\dfrac{3w_o^3+6w_o^2w_c-9w_ow_c^2}{(w_o-w_c)^4}$，$p_3=\dfrac{6w_o^4+12w_o^3+9w_o^2w_c-12w_ow_c^2}{2(w_o-w_c)^5}$

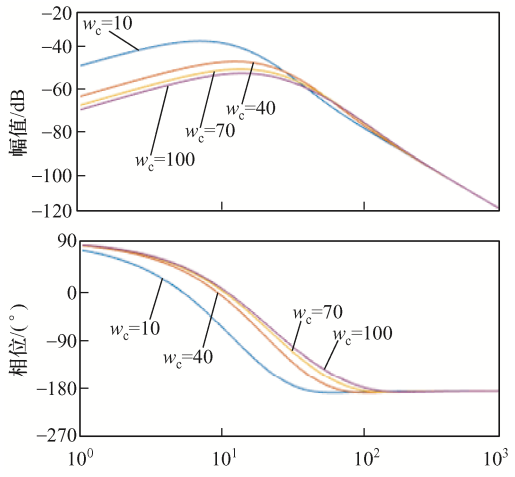
对式(19)进行拉氏反变换可得

$$y=(q_1t+q_2)e^{-w_ct}+(0.5p_1t^2+p_2t+p_3)e^{-w_ot} \tag{20}$$

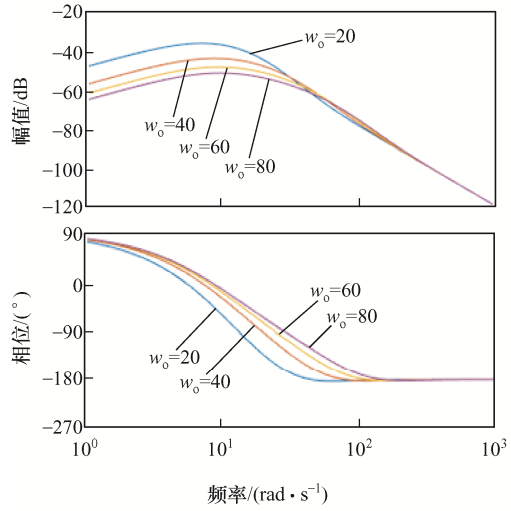
由上述分析可见，LADRC 对外部扰动具有良好的抑制性能，且式(20)表明带宽 w_c、w_o 越大，收敛速度越快[22]，恢复时间越短，发生外部扰动时系统的渐进稳定性越优良。

2.3 变带宽 LADRC 的设计

第 2.2 节在带宽变化情况下对扰动项的频域特性曲线进行了分析，表明针对系统经历动态不确定不连续扰动(阶跃信号)时，增大带宽可加速输出信号衰减，促进闭环动态响应的收敛进程。



(a) w_o=20, w_c变化



(b) w_c=10, w_o变化

图 8　扰动项频域特性曲线

Fig. 8 Frequency-domain characteristic curves of disturbance term

为保证LADRC对系统内各状态变量的观测和跟踪效果，考虑在变换器输出信号的稳态阶段采用基于电压误差绝对值 abs(e)为动态调节因子的变带宽线性自抗扰控制 VB-LADRC(variable bandwidth linear active disturbance rejection control)策略，当 abs(e)>0.5 时，w_c 和 w_o 在原带宽的基础上增大 0.1abs(e)倍，abs(e)越大，带宽值越大，收敛速度越快，促使系统动态快速跟踪 U_r。此策略思想如伪代码所示。

变带宽 LADRC 伪代码

输入：$e=U_r-U_o$，$e'=U_o-z_1$，w_c，w_o，z_2

if abs(e)>0.5 &&稳态过程

$O_{z_1}=3e'w_o[1+0.1\mathrm{abs}(e)]$

$O_{z_2}=3e'w_o^2[1+0.1\mathrm{abs}(e)]$

$O_{z_3}=e'w_o^3[1+0.1\mathrm{abs}(e)]$

$O_p=ew_c^2[1+0.1\mathrm{abs}(e)]$

$O_d=2z_2w_c[1+0.1\mathrm{abs}(e)]$

else

$O_{z_1}=3e'w_o$

$O_{z_2}=3e'w_o^2$

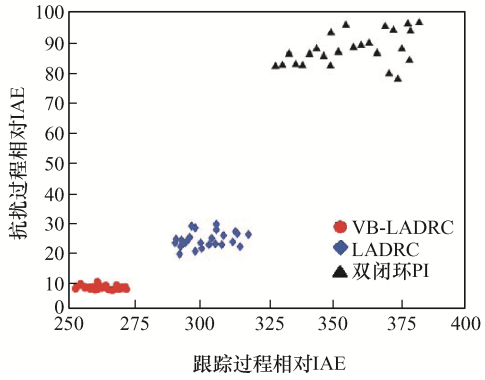
$O_{z_3}=e'w_o^3$

$O_p=ew_c^2$

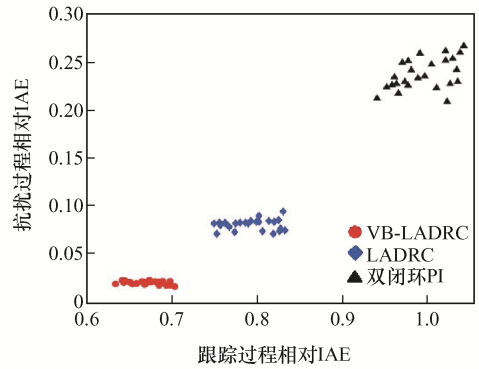
$O_d=2z_2w_c$

end

为验证所提控制策略的鲁棒性，在保持负载电阻和输入电压不发生偏移的情况下，设被控过程的 FIDC 内部的电感及电容参数在标称值±10%范围内随机波动。分别对 VB-LADRC、传统二阶 LADRC 和双闭环 PI 3 类控制器进行 25 次蒙特卡洛仿真实验[18]，并统计实验响应指标：跟踪过程相对绝对误差积分 IAE(integral of absolute error)、抗扰过程相对 IAE，此处相对 IAE 定义为绝对误差积分除以参数随机生成值，鲁棒性对比如图 9 所示。图中性能指标越小表示跟踪性能和抗扰恢复能力越强，分布越密集表示系统鲁棒性能越好。



(a) 电容固定, 电感变化



(b) 电感固定, 电容变化

图 9　鲁棒性对比

Fig. 9 Comparison of robustness

在元器件标称值摄动时，3 种控制器均未出现失稳或发散情况。由图 9 可见，VB-LADRC 的分布更加集中、更靠近原点，浮动小于 LADRC 和双闭环 PI 控制器，受元器件变动的影响较小，可保持较好的控制效果，具有较强的鲁棒性和稳定性。

3 仿真和实验研究

3.1 数值仿真

使用 MATLAB/Simulink 平台分别搭建双闭环 PI、二阶 LADRC 和 VB-LADRC 控制器对 FIDC 电路进行控制，实验参数见表 2。其中，双闭环 PI 控制在保证带宽固定的情况下采用环路法进行设计，LADRC 根据带宽法[7]进行配置。不同控制策略下 FIDC 的性能指标见表 3。

表 2 FIDC 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters of FIDC

参数	数值
输入电压/V	15
参考电压/V	5
开关频率/kHz	100
输出电阻/Ω	0.025
电感/μH	12.5
电容/μF	4 400
电容寄生电阻/mΩ	1
电感寄生电阻/mΩ	3

表 3 控制器指标对比

Tab. 3 Comparison of indicators among controllers

指标	VB-LADRC	LADRC	双闭环 PI
T_s/ms	3.95	3.95	5.98
T_{db}/ms	2.77	3.25	4.81
T_{ub}/ms	2.55	2.98	4.62
σ_{db}/V	0.35	0.48	0.72
σ_{ub}/V	0.31	0.44	0.74
ρ_{db}/V	0	0.06	0
ρ_{ub}/V	0	0.15	0

表 3 中：T_s 为建立过程的跟踪响应时间；T_{db}、σ_{db} 和 ρ_{db} 分别为负载跳减 20%的调节时间、最大动态偏差和最大过冲量；T_{ub}、σ_{ub} 和 ρ_{ub} 分别为负载跳增 20%时的调节时间、最大动态偏差和最大过冲量。

针对跟踪性能对比，3 种控制方法均可无超调地跟踪设定值。就时间角度而言，采用线性自抗扰的 2 种控制器跟踪时间均比双闭环 PI 控制器的跟踪时间短，然而 VB-LADRC 因采用了变带宽策略，其在建立过程中“加速”输出信号朝向设定值收敛，使得跟踪时间比双闭环 PI 控制器缩短了 2 ms，保证了对目标信号具有较好的跟踪性能。

就抗扰性能对比而言，通过观察图 10 并分析表 3 中负载跳变工况下最大动态偏差及调节时间，因 LADRC 具有主动抗扰能力，故采用线性自抗扰控制方式的稳压曲线相较双闭环 PI 控制策略有更优的动态恢复能力。而 VB-LADRC 更是在良好的主动抗扰能力的基础上，通过状态误差动态调整控制器带宽和观测器带宽，以缓解收敛速度慢、动态跌落量大的不良影响，在干扰抑制过程中具有明显的过冲抑制能力，动态跌落量约为双闭环 PI 控制器的 1/2。总体而言，基于变带宽控制的 LADRC 在负载投切情况下，其对动态扰动的抑制能力表现出无超调量、小跌落量和短恢复时间的特点。

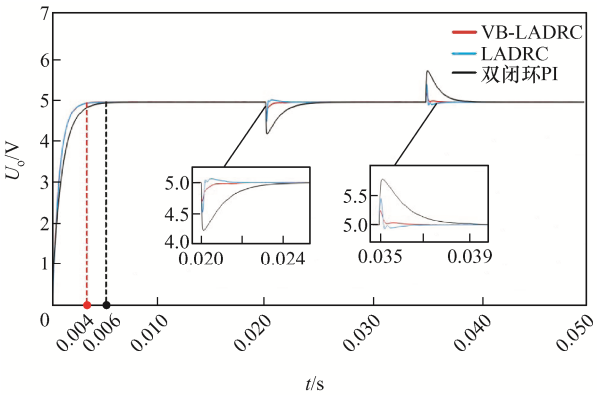


图 10 仿真效果对比

Fig. 10 Comparison of simulation effect

3.2 实验验证

为验证所提 VB-LADRC 控制方法的干扰抑制能力，搭建以 STM32G474 为主控芯片的实验平台，如图 11 所示。其中 PWM 信号由主控芯片内 T1M4 的比较寄存器产生，上位机用于向中位机发送设定值，中位机接收指令后控制 FIDC 实现控制功能。将其与双闭环 PI 控制方法进行对比，实验中，w_c=5 600，w_o=26 000，PI 控制器的外环参数 p=1.5，i=3 000，内环参数 p=3，i=1 000。

各相电感电流波形和上管驱动波形如图 12 所示(占空比为 1/3)。就第一相而言，当 Q_1 导通时，Q_2 关断；当 Q_2 导通时，Q_1 关断，上下管交替导通

使 i_{L_1} 呈三角波波形，其他各相情况与第一相表现相同。

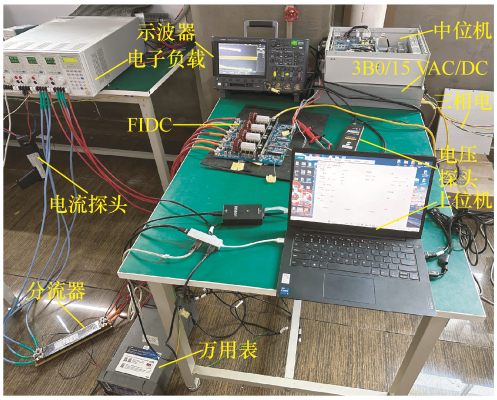


图 11　FIDC 实验测试平台

Fig. 11 Experimental testing platform for FIDC

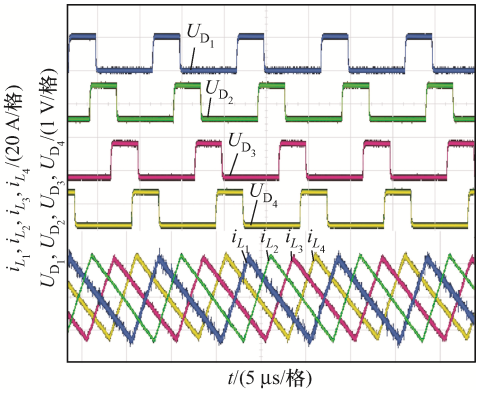


图 12　四相交错波形

Fig. 12 Four-phase interleaved waveforms

电压参考值设置为 5 V，系统跟踪性能及负载跳变时输出电压对比如图 13 所示，通过输出电压变化量和调节时间可直观反映系统实际运行的抗扰性能。图 13(a)反映了输出信号对于参考电压的跟踪时间，其中 VB-LADRC 和双闭环 PI 控制的跟踪时间分别为 4 ms 和 6 ms。图 13(b)~(c)分别为负载电阻先由 0.025 Ω 跳减为 0.020 Ω 、再跳增为 0.024 Ω 的响应波形。减负载 20%工况时，VB-LADRC 和双闭环 PI 的跌落量分别为 0.4 V 和 0.8 V，跟踪时间分别为 3 ms 和 5 ms；增负载 20%工况时，双闭环 PI 控制的跌落量为 0.82 V，其他数据与负载跳减时相同。由以上数据可见，针对输出信号的暂态过程，VB-LADRC 的跟踪时间比双闭环 PI 短，其具有较快的闭环响应速度。当发生负载跳减时，VB-LADRC 的跌落量和恢复时间相较于双闭环 PI 控制分别缩减了 50%和 40%；当发生负载跳增时，VB-LADRC 的跌落量相较于双闭环 PI 控制缩减了 51.2%。VB-LADRC 相较于双闭环 PI 控制，有效限制了输出电压波动幅度，同时缩短了调节时间。由于 LADRC 不依赖于系统精确数学模型，且采用 VB-LADRC 策略增加了渐进稳定性，以使系统获得较好的抗干扰能力和动态恢复性能。

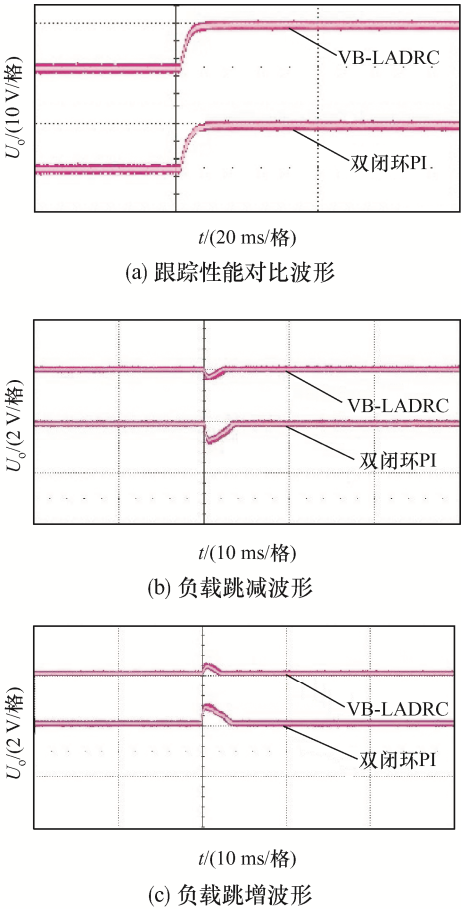


图 13　跟踪性能及负载跳变输出电压对比

Fig. 13 Comparison of tracking performance and output voltage under load jumps

4　结语

多相交错变换器在新能源储能设备中占据着愈发重要的地位，然而跟踪性能、动态干扰及变换器建模误差等问题时刻影响着系统稳定性。因此，本文提出 1 种 VB-LADRC 控制策略，以改善储能系统的动态性能。所提控制策略考虑了器件寄生参

数的影响并将其纳入系统建模之中，以提高扰动观测精度，通过动态调节因子 abs(e)对系统不利影响强度的实时判别，进而在干扰较大工况下及时对带宽动态调整，以保证 LESO 提供较高精度的实时观测能力。以 abs(e)为核心的变带宽控制将传统 LADRC 中始终不变的控制强度优化为应扰而动的实时控制作用，其具有将系统补偿为双积分串联型结构的能力，可实现动态跟踪和同步抗扰的双重保障。仿真和实验分析发现，VB-LADRC 可减小动态跌落，缩短恢复时间，具有较优越的鲁棒性和动态抗扰品质。此外，在储能系统扰动频发、耦合繁杂的工作条件下，VB-LADRC 较传统控制策略具备较大的工程应用潜力，如何进一步深化变换器动态过程中的实时控制和泛化性应用值得探究。

参考文献：

[1] 李子阳, 杭丽君, 郑翔, 等. 数字控制 DC-DC 变换器改进离散迭代建模和稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(7): 1882-1899.
Li Ziyang, Hang Lijun, Zheng Xiang, et al. Improved sampled-data modeling method and stability analysis of digitally controlled DC-DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(7): 1882-1899. (in Chinese)

[2] Yao Jianyong, Deng Wenxiang. Active disturbance rejection adaptive control of uncertain nonlinear systems: Theory and application [J]. Nonlinear Dynamics, 2017, 89(3): 1611-1624.

[3] Liu Feng, Mei Shengwei, Xia Deming, et al. Experimental evaluation of nonlinear robust control for SMES to improve the transient stability of power systems [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(4): 774-782.

[4] Han Jingqing. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.

[5] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
Han Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23. (in Chinese)

[6] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
Han Jingqing. Active Disturbance Rejection Control Technique [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)

[7] Gao Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003. Denver, CO, USA, 2003: 4989-4996.

[8] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498-1510.
Gao Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1498-1510. (in Chinese)

[9] Yang Jun, Cui Hongyu, Li Shihua, et al. Optimized active disturbance rejection control for DC-DC Buck converters with uncertainties using a reduced-order GPI observer [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(2): 832-841.

[10] 杨惠, 骆姗, 孙向东, 等. 光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究[J]. 太阳能学报, 2018, 39(5): 1342-1350.
Yang Hui, Luo Shan, Sun Xiangdong, et al. Research on ADRC method for bidirectional DC-DC converter of solar energy storage system [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2018, 39(5): 1342-1350. (in Chinese)

[11] Tao Long, Wang Ping, Wang Yifeng, et al. Variable structure ADRC-based control for load-side Buck interface converter: Formation, analysis, and verification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 6236-6246.

[12] 张鹏, 刘洋, 王伟康, 等. 基于模型预测控制的多相交错 Buck 变换器动态响应优化方法[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 66-75.
Zhang Peng, Liu Yang, Wang Weikang, et al. Dynamic response optimization method for multi-phase interleaved Buck converter based on model predictive control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 66-75. (in Chinese)

[13] 张圆圆, 龚仁喜, 刘剑锋. 三相交错并联 DC-DC 变换器的模糊高阶滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(3): 565-573.

Zhang Yuanyuan, Gong Renxi, Liu Jianfeng. Fuzzy super-twisting sliding mode control for three-phase interleaved parallel DC-DC converter [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(3): 565-573. (in Chinese)

[14] 程翔鹏, 刘进军, 邵钰, 等. 峰值电流控制 Buck 变换器高频建模及结合遗传算法的控制器优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 217-232.
Cheng Xiangpeng, Liu Jinjun, Shao Yu, et al. High-frequency modeling for peak current-model Buck converters and optimal controller design by combining genetic algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 217-232. (in Chinese)

[15] 梁亮, 刘南. 交错并联双向 DC/DC 变换器小信号模型分析[J]. 控制工程, 2014, 21(6): 886-890.
Liang Liang, Liu Nan. Small-signal modeling and analysis of interleaved bidirectional DC/DC converter [J]. Control Engineering of China, 2014, 21(6): 886-890. (in Chinese)

[16] 邵志伟. 四相交错并联 Buck 变换器拓扑及其控制策略研究[D]. 石家庄: 河北科技大学, 2019.
Shao Zhiwei. Research on topology and control strategy of four-phase interleaved Buck converter [D]. Shijiazhuang: Hebei University of Science and Technology, 2019. (in Chinese)

[17] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
Xu Dehong. Modeling and Control of Power Electronic System [M]. Beijing: China Machine Press, 2006. (in Chinese)

[18] 王佑, 吴振龙, 薛亚丽, 等. 高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计[J]. 控制与决策, 2023, 38(4): 999-1007.
Wang You, Wu Zhenlong, Xue Yali, et al. Design of linear active disturbance rejection controller for high-order large inertia system [J]. Control and Decision, 2023, 38(4): 999-1007. (in Chinese)

[19] 蒋意珏, 林晓冬, 董海疆, 等. 超导磁储能系统自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 167-176.
Jiang Yijue, Lin Xiaodong, Dong Haijiang, et al. Research on active disturbance rejection control strategy for superconducting magnetic energy storage system [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 167-176. (in Chinese)

[20] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630-1640.
Yuan Dong, Ma Xiaojun, Zeng Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1630-1640. (in Chinese)

[21] 陈宗祥, 赵欣雨, 张武林, 等. LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 1-9.
Chen Zongxiang, Zhao Xinyu, Zhang Wulin, et al. Research on charge active disturbance rejection control strategy for LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 1-9. (in Chinese)

[22] 孟建辉, 吴小龙, 张自力, 等. 三相隔离型 AC-DC-DC 电源自适应线性自抗扰控制方法及纹波抑制补偿策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3898-3908.
Meng Jianhui, Wu Xiaolong, Zhang Zili, et al. Adaptive linear active disturbance rejection control method and ripple suppression compensation strategy for three-phase isolated AC-DC-DC power supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3898-3908. (in Chinese)



吴芳

作者简介：

吴芳(1997—　)，女，硕士研究生。研究方向：电力变换器控制器的优化。E-mail：wufang79246@163.com。

李永明(1971—　)，男，通信作者，硕士，副教授。研究方向：计算机视觉，自然语言处理，无线传感器网络。E-mail：lym@xju.edu.cn。

(责任编辑：耿越)