

储能交错并联双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制^{*}

马帅旗 任思嘉 贺海育 张力蕃 赵佳瑶

(陕西理工大学电气工程学院 汉中 723001)

摘要: 针对直流微电网系统中三相交错并联双向 DC-DC 变换器受不确定性扰动影响的问题,设计一种双闭环线性自抗扰控制策略。首先,建立双向 DC-DC 数学模型,通过小信号分析法推导出变换器的传递函数。其次,设计电流环为二阶线性自抗扰,电压环为一阶线性自抗扰的双闭环系统,通过设计其对应的线性扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制律,实时估计并补偿外部干扰及系统内部不确定因素。最后,根据林纳德-奇帕特稳定判据证明控制系统的稳定性,并在 MATLAB/Simulink 中对 3 种控制策略在不同工况下进行仿真对比验证。仿真结果表明,与传统比例积分控制器相比,本文所提控制策略在储能侧电压突增、突减 20% 的扰动下,母线电压最大动态偏差比分别优化 0.5% 和 0.97% 且调节时间缩短 78.3% 和 76.9%;在负载突增、突减 20% 的扰动下,母线电压最大动态偏差比分别优化 0.79% 和 1.5% 且调节时间缩短 72%,在保证各相均流的前提下有效提高系统的动态性能和抗扰能力。

关键词: 直流微电网;储能;三相交错变换器;线性自抗扰控制;线性扩张状态观测器

中图分类号: TM46;TN386 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Active disturbance rejection control of energy storage interleaved parallel bidirectional DC-DC converter

Ma Shuaiqi Ren Sijia He Haiyu Zhang Lilei Zhao Jiayao

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China)

Abstract: A double-closed-loop linear self-resistant control strategy is designed to solve the problem of the three-phase staggered-parallel bi-directional DC-DC converter affected by uncertainty perturbations in the DC microgrid systems. Firstly, a bidirectional DC-DC mathematical model is established, and the transfer function of the converter is derived by small-signal analysis. Secondly, a double closed-loop system with second-order LADRC in the current loop and first-order LADRC in the voltage loop is designed to estimate and compensate for the external disturbances and the internal uncertainties of the system in real time by designing its corresponding linear extended state observers and linear state error feedback. Finally, the stability of the control system is proved according to the Lienard-Chipard stability criterion, and the three control strategies are simulated in MATLAB/Simulink for comparison and verification under different operating conditions. The simulation results show that, compared with the traditional proportional-integral controller, the control strategy proposed optimizes the maximum dynamic deviation ratio of the bus voltage by 0.5% and 0.97% and shortens the regulation time by 78.3% and 76.9% under the disturbances of 20% voltage increase and decrease on the energy storage side, and optimizes the maximum dynamic deviation ratio of bus voltage by 0.79% and 1.5% and shortens the regulation time by 72% under the disturbances of 20% load increase and decrease, which effectively improves the dynamic performance and anti-disturbance capability of the system under the premise of ensuring the equal flow of each phase.

Keywords: DC microgrid; energy storage; three-phase interleaved converter; linear active disturbance rejection control; linear extended state observer

0 引言

随着新型电力系统的持续发展,能源结构正逐步向低

碳、环保、可持续的方向转变^[1-2]。直流微电网集分布式电源、储能装置、负载等模块为一体,能有效应对能源管理、电力传输和可再生能源利用等问题,从而受到广泛关注^[3-4]。

在直流微电网运行过程中,负载频切及随机性扰动等外部干扰因素,会造成母线电压的波动,影响整个系统的运行稳定性^[5]。通过改进双向直流-直流(direct current-direct current, DC-DC)变换器的控制策略,确保储能装置和直流母线间能量传递的平滑稳定,其中对系统的动态响应和抗扰性能提出更高要求^[6-8]。与此同时,传统半桥双向 DC-DC 变换器存在电流纹波较大、输出功率低等缺陷,难以满足大功率、低纹波的应用需求^[9]。交错并联技术可以降低电流纹波、减小系统体积、提升转换效率,是解决该问题的有效措施^[10-11]。因此,深入研究交错型双向 DC-DC 变换器的控制策略具有重要意义。

由于交错并联双向 DC-DC 变换器具有高阶、非线性、强耦合等不确定特性,传统比例积分(proportional integral, PI)控制在追求快速响应的同时通常伴随着较高的超调现象,无法达到理想的控制效果^[12-13]。为解决这一问题,国内外学者将非线性控制策略应用于交错并联双向 DC-DC 变换器中,如模糊控制、滑模控制、模型预测控制和自抗扰控制等。Pirashanthiyah 等^[14]针对三相并联 boost 变换器采用模糊 PI 控制策略,实验结果验证了其性能优于传统 PI 控制,提高了系统的鲁棒性,但模糊控制缺乏系统性,在设计阶段需要大量的试错,难以保证系统的稳定性;Jiang 等^[15]设计一种 PI 与滑模相结合的控制策略并通过三相并联 boost 变换器验证其控制的有效性,与模糊控制相比,滑模控制调参简单,易于控制,增强了系统鲁棒性、快速响应但也存在抖振和超调问题,稳压输出电压会出现高频纹波,导致系统稳态性能不理想。Xu 等^[16]针对三相并联 boost 变换器设计一种改进的模型预测控制,通过预测范围构建显式模型预测控制,旨在减轻计算负担的同时,实现系统的动态响应快、跟踪特性好、鲁棒性强等优点。然而,其高度依赖于系统模型的准确性,模型建立不精准将导致预测误差,会引导控制系统偏离参考轨迹。杨惠等^[17]针对双向 DC-DC 采用 PI 和自抗扰(active disturbance rejection control, ADRC)相结合的控制策略,但传统 ADRC 中非线性状态误差反馈控制律和扩张状态观测两个模块均采用非线性函数实现算法,其控制器调参困难,在实际中无法便捷的应用。为此,Cao 等^[18]通过极点配置方法将带宽引入到自抗扰控制中,提出线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC),其结构较为简单,只需整定观测器带宽和控制器带宽,在应用工程中易于实现。

综上,本文以三相交错并联双向 DC-DC 变换器为控制对象,采用双闭环线性自抗扰控制策略,以此来改善直流微电网的运行稳定性。为防止由于元器件差异性而引起相间回流现象,采用平均电流法实现三相电感电流均流。该策略对电压外环设计一阶 LADRC 控制器,以此来增强系统的抗干扰能力,对电流内环设计二阶 LADRC 控制器,提升系统的动态响应速度,系统通过相应的线性扩张状态观测器估计扰动量,并利用线性状态误差反馈律对其进行补偿。

在同一系统模型参数下,对 3 种控制器在不同工况下进行仿真对比测试,验证了所提控制策略的优越性和有效性。

1 三相交错并联双向 DC-DC 变换器建模

1.1 三相交错并联双向 DC-DC 变换器工作原理

直流微电网系统结构如图 1 所示,其主要由交流电网、储能装置、分布式电源(光伏、风机)、负载以及各种接口变换器组成。本文主要针对直流母线与储能装置之间的三相交错并联双向 DC-DC 变换器进行研究。

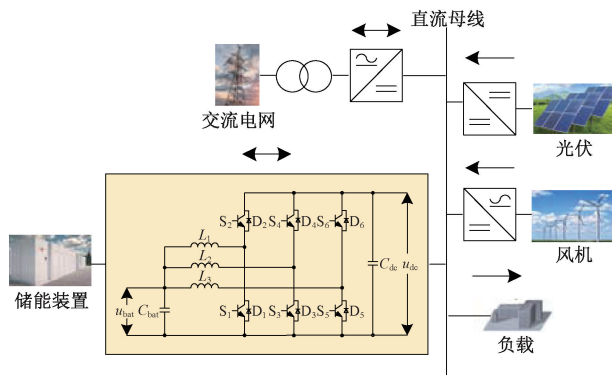


图 1 直流微电网系统结构

Fig. 1 Structure of DC microgrid system

三相交错并联双向 DC-DC 变换器由 3 个结构相同、参数一致的半桥式双向 Buck-Boost 电路并联而成,相邻桥臂的开关管驱动控制信号相同,其相角相互错开 120° ,使得相间电感电流峰谷相填,从而减小输入电流纹波幅值,提高电源质量。相较于传统变换器,其功率器件更少、体积更小、功率密度更高。

1.2 三相交错并联双向 DC-DC 变换器的数学模型

三相交错并联双向 DC-DC 变换器的电路拓扑结构如图 2(a) 所示,其中, $S_1 \sim S_6$ 为开关管; L_1, L_2, L_3 为储能电感; C_{bat}, C_{dc} 分别为储能侧和直流母线侧的滤波电容; R_{dc} 为直流母线侧等效负载。变换器采用同步整流形式,即同一桥臂的上、下开关管互补导通,设下臂开关管 S_1, S_3, S_5 的占空比均相同,定义其占空比为 d ,则上臂开关管 S_2, S_4, S_6 占空比为 d' ,即 $d + d' = 1$ 。

为方便建模,定义变换器工作在电流连续导通模式(continuous conductive mode, CCM),三路元器件参数相同且理想化,忽略不计电感和电容的等效内阻,即 $L_1 = L_2 = L_3 = L$ 。经近似处理后,存在以下关系:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} = i_L \\ I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_L \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} 分别表示三相电感电流; I_{L1}, I_{L2}, I_{L3} 分别表示三相电感电流稳态量; i_L 和 I_L 分别表示单相等效电路中电感电流和单相等效电路中电感电流稳态量的平均值。

根据基尔霍夫定理,可得三相交错并联双向 DC-DC 变换器的状态方程:

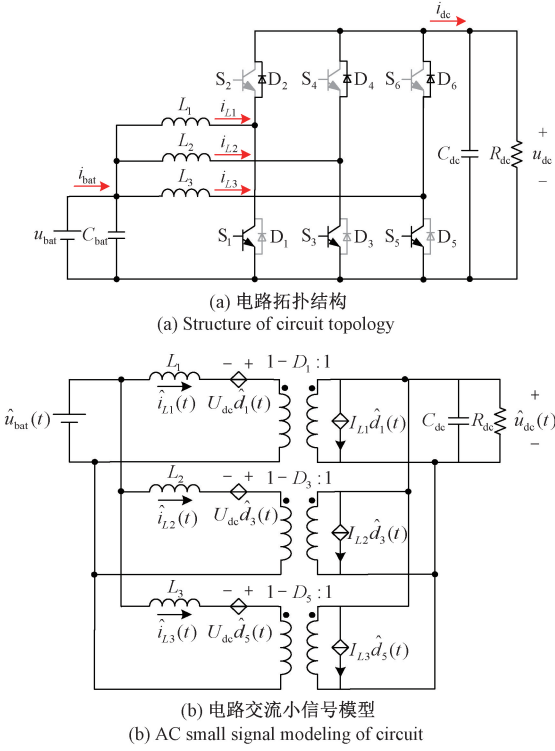


图2 电路结构及交流小信号模型

Fig. 2 Circuit structure and AC small signal model

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} u_{bat}(t) - \frac{1-d(t)}{L} u_{dc}(t) \\ \frac{du_{dc}(t)}{dt} = \frac{3[1-d(t)]}{C_{dc}} i_L(t) - \frac{1}{C_{dc}} \frac{u_{dc}(t)}{R_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_L(t)$ 、 $u_{bat}(t)$ 、 $u_{dc}(t)$ 、 $d(t)$ 分别为单相等效电路中电感电流、储能侧电压、直流母线电压、控制量。

将一个开关周期内的变量进行平均化,根据伏秒平衡和安秒平衡,可得系统在单位开关周期内平均值的状态方程式:

$$\begin{cases} \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L} \langle u_{bat}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1-d(t)}{L} \langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{3[1-d(t)]}{C_{dc}} \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{dc}} \frac{\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{R_{dc}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle u_{bat}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 分别为单相等效电路中电感电流、储能侧电压、直流母线电压在单位开关周期内平均值。

在系统稳态工作点对其施加小信号扰动,即:

$$\begin{cases} d(t) = D + \hat{d}(t) \\ \langle u_{bat}(t) \rangle_{T_s} = U_{bat} + \hat{u}_{bat}(t) \\ \langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t) \\ \langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s} = U_{dc} + \hat{u}_{dc}(t) \end{cases} \quad (4)$$

式中: D 、 U_{bat} 、 I_L 、 U_{dc} 为稳态值, $\hat{d}(t)$ 、 $\hat{u}_{bat}(t)$ 、 $\hat{i}_L(t)$ 、 $\hat{u}_{dc}(t)$ 为小信号扰动量。

将式(4)带入式(3),约去直流量,且二次交流项远小于一次交流项,故忽略不计,可得交流小信号方程:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \hat{u}_{bat}(t) - \frac{1-D}{L} \hat{u}_{dc}(t) + \frac{U_{dc}}{L} \hat{d}(t) \\ \frac{d\hat{u}_{dc}(t)}{dt} = \frac{3(1-D)}{C_{dc}} \hat{i}_L(t) - \frac{3I_L}{C_{dc}} \hat{d}(t) - \frac{1}{R_{dc}C_{dc}} \hat{u}_{dc}(t) \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5),可得图2(b)所示的电路交流小信号模型,通过拉氏变换,可得其频域方程:

$$\begin{cases} \hat{s}i_L(s) = \frac{1}{L} \hat{u}_{bat}(s) - \frac{1-D}{L} \hat{u}_{dc}(s) + \frac{U_{dc}}{L} \hat{d}(s) \\ \hat{s}u_{dc}(s) = \frac{3(1-D)}{C_{dc}} \hat{i}_L(s) - \frac{3I_L}{C_{dc}} \hat{d}(s) - \frac{1}{R_{dc}C_{dc}} \hat{u}_{dc}(s) \end{cases} \quad (6)$$

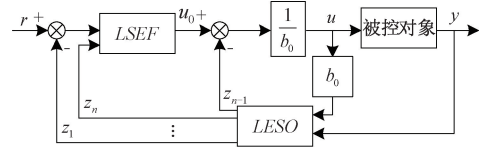
根据式(6)化简运算,可求出变换器的传递函数:

$$\begin{cases} G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_{bat}(s)=0} = \frac{U_{dc}C_{dc}s + 2U_{dc}/R_{dc}}{LC_{dc}s^2 + Ls/R_{dc} + 3(1-D)^2} \\ G_{us}(s) = \left. \frac{\hat{u}_{dc}(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{u}_{bat}(s)=0} = \frac{3(1-D)^2R_{dc} - Ls}{C_{dc}R_{dc}(1-D)s + 2(1-D)} \end{cases} \quad (7)$$

2 双闭环线性自抗扰控制控制器设计

2.1 线性自抗扰控制原理

LADRC 由线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)与线性状态误差反馈律(linear state error feedback, LSEF)两部分构成。通过观测被控对象的输入、输出信号,LESO 可以实时估计系统的总扰动,LSEF 设计补偿总扰动,将被控对象改造为积分串联型结构,由于改造后的被控对象已经包含积分项,因此无需积分项只需比例微分(proportional derivative, PD)控制即可补偿或消除总扰动。 n 阶 LADRC 控制框图如图3所示。

图3 n 阶 LADRC 控制框图Fig. 3 Block diagram of n -order LADRC control

含扰动的 n 阶系统可表示为:

$$y^{(n)} = bu + f_1(y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}, \omega, t) \quad (8)$$

式中: y 为系统输出量; $y^{(m)}$ ($m=1, 2, \dots, n$) 为 y 的 m 阶导数; ω 为扰动量; t 为系统时变状态; u 为系统控制量; b

为系统控制量增益。

由于 b 是系统的固有参数,在实际的控制对象中无法精确估计 b 的真实值,存在一定误差,因此引入参数 $b_0 (b_0 > 0)$ 作为 b 的估计值,此时系统化为:

$$y^{(n)} = b_0 u + (b - b_0)u + f_1(y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}, \omega, t) = b_0 u + f(y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}, \omega, t) \quad (9)$$

被控对象的状态变量为: $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, \dots, x_n = y^{(n-1)}, f(y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}, \omega, t)$ 为系统总扰动,简记为 f , 增加一个扩张状态变量 $x_{n+1} = f$, 令 $h = \dot{f}$, 此时系统状态方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}h \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{1 \times (n+1)}; \mathbf{D} = [0]; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}。$$

其 $n+1$ 阶对应的线性扩张状态观测器为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{n+1}]_{(n+1) \times 1}^T$ 为状态变量的估计值; $\mathbf{L} = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n, \beta_{n+1}]_{(n+1) \times 1}^T$ 为线性扩张状态观测器增益; $\hat{y}$ 为 y 的估计值。

通过带宽法的思想,可以有效简化控制系统参数的整定过程^[19-20]。将观测器的特征根均配置在 s 左半平面的 $-\omega_o$, 可得:

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})| = (s + \omega_o)^{n+1} \quad (12)$$

式中: ω_o 为观测器带宽。

观测器参数选定后,状态变量的估计值分别能快速跟踪输出量和总扰动量,即 $z_1 \rightarrow y, z_2 \rightarrow \dot{y}, \dots, z_n \rightarrow y^{(n-1)}, z_{n+1} \rightarrow f$, 将控制律设置为:

$$u = \frac{u_0 - z_{n+1}}{b_0} \quad (13)$$

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_{d_1}z_2 - \cdots - k_{d_{n-1}}z_n \quad (14)$$

式中: u_0 为虚拟控制量; $\mathbf{K} = [k_{d_{n-1}} \cdots k_{d_1} k_p]_{n \times 1}^T$ 为线性状态误差反馈增益; r 为给定信号。

将控制律式(13)代入式(9),补偿后系统被简化为 n 阶积分器串联的形式:

$$y^{(n)} = b_0(u_0 - z_{n+1})/b_0 + f(y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}, \omega, t) = u_0 \quad (15)$$

当系统估计值准确时,将式(14)代入式(15),通过拉氏变换,可得闭环系统的传递函数为:

$$G_{cl} = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{k_p}{s^n + k_{d_{n-1}}s^{n-1} + \cdots + k_{d_1}s + k_p} \quad (16)$$

将闭环系统的所有极点配置在 $-\omega_c$, 可得:

$$s^n + k_{d_{n-1}}s^{n-1} + \cdots + k_{d_1}s + k_p = (s + \omega_c)^n \quad (17)$$

式中: ω_c 为控制器的带宽。

2.2 双闭环线性自抗扰控制控制器设计

为改进变换器的动态性能和抗扰能力,且防止回流现象的产生,采用双闭环线性自抗扰控制,其中均流环采用平均电流法实现均流,基于线性自抗扰控制的交错并联双向 DC-DC 变换器控制框图如图 4 所示。

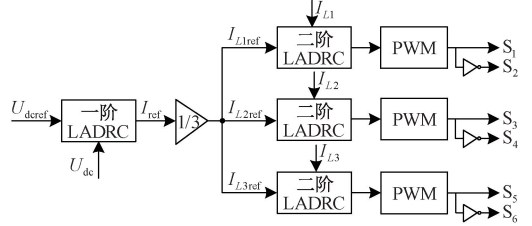


图 4 交错型双向 DC-DC 变换器控制框图

Fig. 4 Control block diagram of interleaved bidirectional DC-DC converter

电压外环将传感器采集直流母线电压 U_{dc} 与直流母线电压参考值 U_{dref} 通过一阶 LADRC 控制器, 所得输出量 I_{ref} 为电流参考值, 将输出量的 $1/3$ 作为三相电感电流参考值, 即 $\frac{1}{3}I_{ref} = I_{L1ref} = I_{L2ref} = I_{L3ref}$, 电流内环将三相电感电流参考值与传感器采集三相电感电流分别通过 3 个二阶 LADRC 控制器, 运算结果与载波比较, 输出脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 信号, 从而进行电路控制。

1) 电流内环线性自抗扰控制

由式(7)可知, 电流内环的数学模型为二阶系统, 为快速跟踪系统动态变化, 提升系统的动态响应速度, 对变换器电流内环设计二阶 LADRC 控制器。定义电流环输出变量为 $y_c = I_L$, 令 $x_{1c} = y_c, x_{2c} = \dot{y}_c$, 并且增加一个扩张状态变量 $x_{3c} = f_c, f_c$ 为电流环为总扰动, 令 $h_c = \dot{f}_c$, 电流内环的状态方程为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1c} \\ \dot{x}_{2c} \\ \dot{x}_{3c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1c} \\ x_{2c} \\ x_{3c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_{0c} \\ 0 \end{bmatrix} u_c + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h_c \\ y_c = [100]x_c \end{cases} \quad (18)$$

式中: b_{0c} 为电流环控制量增益 b_c 的估计值; u_c 为电流环控制律。

电流内环对应的线性扩张状态观测器为:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{1c} \\ \dot{z}_{2c} \\ \dot{z}_{3c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3\omega_{oc} & 1 & 0 \\ -3\omega_{oc}^2 & 0 & 1 \\ -\omega_{oc}^3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1c} \\ z_{2c} \\ z_{3c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 3\omega_{oc} \\ b_{0c} & 3\omega_{oc}^2 \\ 0 & \omega_{oc}^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ y_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: ω_{oc} 为电流环观测器带宽。

在观测器参数选定之后,状态变量的估计值 z_{1c}, z_{2c}, z_{3c} 分别能快速跟踪系统输出 y_c , 系统输出微分 $\dot{y}_c$ 和总扰动 f_c , 将电流环控制律 u_c 设置为:

$$u_c = \frac{(u_{0c} - z_{3c})}{b_{0c}} = \frac{\omega_{ci}^2(r_c - z_{1c}) - 2\omega_{ci}z_{2c} - z_{3c}}{b_{0c}} \quad (20)$$

式中: ω_{ci} 为电流环控制器的带宽; $r_c = I_{Lref}$ 为电流环给定信号。

综上所述,电流内环二阶 LADRC 控制框图如图 5 所示,其中, $G_M(s)$ 为系统脉宽调制环节的等效传递函数。

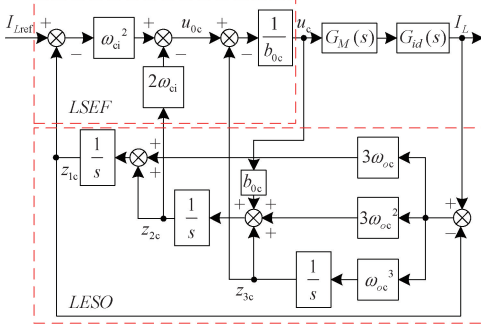


图5 电流内环二阶 LADRC 控制框图

Fig. 5 Block diagram of current inner loop second order LADRC control

2) 电压外环线性自抗扰控制

由式(7)可知,电压外环数学模型相对阶数为一阶,为增强系统的抗干扰能力,对变换器的电压外环设计一阶 LADRC 控制器。定义电压环输出变量为 $y_v = U_{dc}$, 令状态变量 $x_1 = y_v$, 并且增加一个扩张状态变量 $x_2 = f_v, f_v$ 为电压环总扰动,令 $h_v = \dot{f}_v$, 电压外环的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_{1v} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1v} \\ x_{2v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{0v} \\ 0 \end{bmatrix} u_v + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} h_v \\ y_v = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_v \end{cases} \quad (21)$$

式中: b_{0v} 为电压环控制量增益 b_v 的估计值, u_v 为电压环控制律,即电流给定值 I_{Lref} 。

电压外环对应的线性扩张状态观测器为:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{1v} \\ \dot{z}_{2v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_{ov} & 1 \\ -\omega_{ov}^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1v} \\ z_{2v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{0v} & 2\omega_{ov} \\ 0 & \omega_{ov}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_v \\ y_v \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中: ω_{ov} 为电压环观测器带宽。

在观测器参数选定之后,观测器输出 z_{1v} 和 z_{2v} 应能快速跟踪系统输出 y_v 和总扰动 f_v , 将电压环控制律 u_v 设置为:

$$u_v = \frac{(u_{0v} - z_{2v})}{b_{0v}} = \frac{\omega_{cv}(r_v - z_{1v}) - z_{2v}}{b_{0v}} \quad (23)$$

式中: ω_{cv} 为电压环控制器的带宽; $r_v = U_{dref}$ 为电压环给定信号。

综上所述,电压外环一阶 LADRC 控制框图如图 6 所

示,其中, $G_i(s)$ 为电流内环控制器。

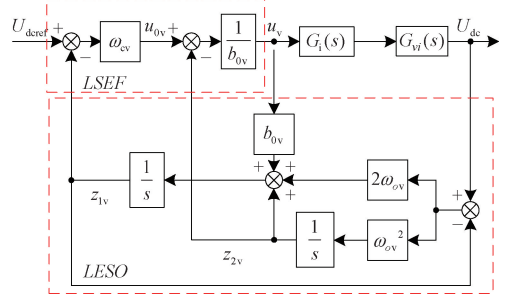


图6 电压外环一阶 LADRC 控制框图

Fig. 6 Block diagram of voltage outer loop first order LADRC control

3 系统控制器稳定性分析

电压外环和电流内环的稳定性证明类似,为了节约篇幅,下面仅以电流环为例进行稳定性证明。

为简化表达式,联立式(18)和式(19)可得:

$$u_c(s) = \frac{R_G(s)}{b_0 N(s)} r(s) - \frac{R_H(s)}{b_0 N(s)} y(s) \quad (24)$$

式中:

$$\begin{cases} R_G(s) = \omega_c^2(s + \omega_o)^3 \\ R_H(s) = (\omega_o^3 + 6\omega_c\omega_o^2 + 3\omega_o\omega_c^2)s^2 + (2\omega_c\omega_o^3 + 3\omega_c^2\omega_o^2)s + \omega_c^2\omega_o^3 \\ N(s) = s^3 + (3\omega_o + 2\omega_c)s^2 + (3\omega_o^2 + \omega_c^2 + 6\omega_o\omega_c)s \end{cases}$$

根据式(24),可得电流内环二阶 LADRC 简化控制框图如图 7 所示。

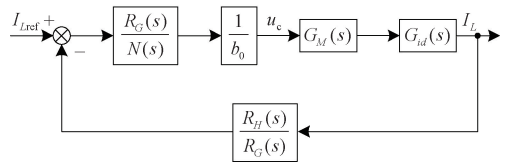


图7 电流内环二阶 LADRC 简化控制框图

Fig. 7 Simplified control block diagram of current inner loop second order LADRC

由图 7 可得电流内环的开环传递函数为:

$$G_{oc}(s) = \frac{R_G(s)}{N(s)} \frac{1}{b_0} G_M(s) G_{id}(s) \frac{R_H(s)}{R_G(s)} \quad (25)$$

式中: $G_M(s) = \frac{1}{M}$, M 为载波幅值,取值为 1。

电流内环的闭环传递函数为:

$$G_c(s) = \frac{\frac{R_G(s)}{N(s)} \frac{1}{b_0} G_{id}(s)}{1 + G_{oc}(s)} = \frac{R_G(s) G_{id}(s)}{N(s) b_0 + G_{id}(s) R_H(s)} \quad (26)$$

由式(7)控制信号与电感电流之间的传递函数可得:

$$\dot{i}_L = -\frac{1}{R_{dc}C_{dc}}\dot{i}_L - \frac{3(1-D)^2}{LC_{dc}}i_L + \frac{U_{dc}}{L}\dot{d} + \frac{2U_{dc}}{LC_{dc}R_{dc}}d \quad (27)$$

将 $R_G(s), R_H(s), N(s), b_0 = \frac{2U_{dc}}{LC_{dc}R_{dc}}, G_{id}(s)$ 代入式(26),化简可得,系统的闭环特征方程为:

$$D(s) = a_0s^5 + a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5 \quad (28)$$

式中:

$$\begin{aligned} a_0 &= 2CLR \\ a_1 &= 2L + 4CLR\omega_c + 6CLR\omega_o \\ a_2 &= 3LC^2R^2\omega_o\omega_c^2 + 6LC^2R^2\omega_c\omega_o^2 + LC^2R^2\omega_o^3 + \\ &\quad 2LCR\omega_c^2 + 12LCR\omega_c\omega_o + 6LCR\omega_o^2 + 6(1-D)^2R + \\ &\quad 4L\omega_c + 6L\omega_o \\ a_3 &= 3LC^2R^2\omega_c^2\omega_o^2 + 2LC^2R^2\omega_c\omega_o^3 + 6LCR\omega_o\omega_c^2 + \\ &\quad 12LCR\omega_o\omega_o^2 + 2LCR\omega_o^3 + 12(1-D)^2R\omega_c + \\ &\quad 18(1-D)^2R\omega_o + 2L\omega_c^2 + 12L\omega_c\omega_o + 6L\omega_o^2 \\ a_4 &= LC^2R^2\omega_c^2\omega_o^3 + 6LCR\omega_c^2\omega_o^2 + 4LCR\omega_o\omega_o^3 + \\ &\quad 6(1-D)^2R\omega_c^2 + 36(1-D)^2R\omega_c\omega_o + \\ &\quad 18(1-D)^2R\omega_o^2 \\ a_5 &= 2CLR\omega_c^2\omega_o^3 \end{aligned}$$

已知系统参数 $R>0, L>0, C>0, (1-D)>0$, 且控制器带宽 ω_c 和观测器带宽 ω_o 等参数均为正值, 即 $a_0 \sim a_5$ 均为正值, 根据林纳德-奇帕特稳定判据可知, 系统保持稳定的充要条件是其奇数阶的赫尔维兹行列式均为正值, 即保证电流环稳定的条件为:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= a_1 > 0 \\ \Delta_3 &= \begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 \\ a_5 & a_4 & a_3 \end{vmatrix} > 0 \\ \Delta_5 &= \begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & a_0 & 0 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 \\ 0 & 0 & a_5 & a_4 & a_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_5 \end{vmatrix} > 0 \end{aligned} \quad (29)$$

综上所述, 本文所设计的电流环控制系统具有良好的稳定性。

4 仿真分析

为了验证本文所提出双环 LADRC 控制策略的有效性, 在 Matlab/Simulink 平台中搭建三相交错并联双向 DC-DC 变换器模型, 分别对双环 PI 控制; LADRC-PI 控制; 双环 LADRC 控制进行对比分析, 系统模型参数如表 1 所示, 控制器参数如表 2 所示。

4.1 跟踪性能对比分析

为验证本文所提出的双环 LADRC 控制策略的跟踪性能, 母线电压参考值 U_{dref} 由原来的 380 V, 在 0.05 s 时减小

表 1 系统模型参数

Table 1 System model parameters

参数	数值
开关频率 f/kHz	20
储能电感 L/mH	7.5
储能侧额定电压 U_{bat}/V	120
储能侧滤波电容 $U_{dc}/\mu\text{F}$	180
直流母线电压 U_{dc}/V	380
直流母线侧滤波电容 $C_{dc}/\mu\text{F}$	180
直流母线侧等效负载 R_{dc}/Ω	144.4

表 2 控制器参数

Table 2 Controller parameters

控制器	电压环	电流环
双环 PI	$k_{pv} = 0.05$	$k_{pi} = 0.01$
	$k_{iv} = 50$	$k_{ii} = 120$
LADRC-PI	$b_{0v} = 8\ 000$	$k_{pi} = 0.01$
	$\omega_{ov} = 2\ 000$	$k_{ii} = 120$
	$\omega_{cv} = 400$	
双环 LADRC	$b_{0v} = 8\ 000$	$b_{0c} = 1.2 \times 10^7$
	$\omega_{ov} = 2\ 000$	$\omega_{oc} = 2\ 400$
	$\omega_{cv} = 400$	$\omega_{ci} = 800$

至 370 V, 在 0.1 s 时增大至 390 V, 母线电压跟踪效果如图 8 所示, 其中, 跟踪输入信号扰动下母线电压整体波形如图 8(a)所示, 输入信号-10 V 扰动下跟踪性能的局部放大如图 8(b)所示, 输入信号+10 V 扰动下跟踪性能的局部放

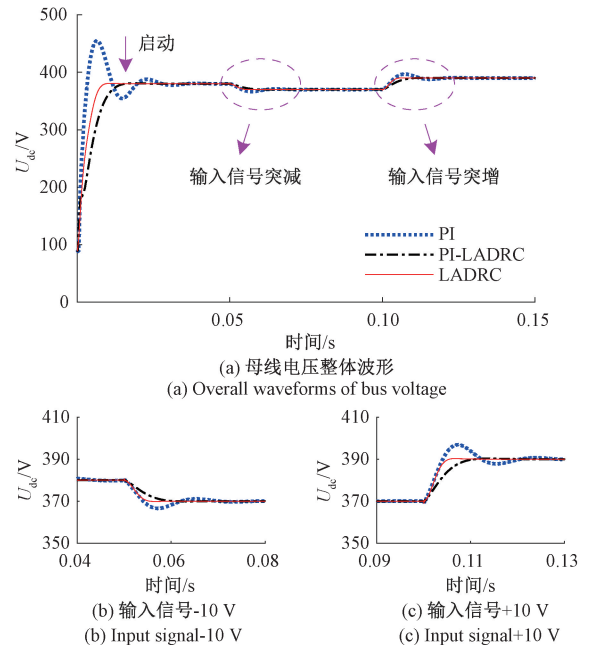


图 8 母线电压跟踪效果

Fig. 8 Tracking results of bus voltage

大如图 8(c)所示。跟踪输入信号扰动下母线电压性能对比如表 3 所示,其中, σ 为母线电压的最大动态偏差比,为正值时即表征为电压超调量。

表 3 母线电压性能对比

Table 3 Comparison of bus voltage performance

系统 状态	启动		输入信号 −10 V		输入信号 +10 V	
	σ /	调节	σ /	调节	σ /	调节
	%	时间/s	%	时间/s	%	时间/s
PI	19.87	0.035	−0.95	0.020	1.77	0.020
LADRC-PI	0.26	0.026	−0.55	0.010	0.08	0.011
LADRC	0.00	0.016	0.00	0.005	0.00	0.005

分析图 8 和表 3 可知,双环 LADRC 控制策略,在启动过程中跟踪输入信号无超调,同时,在对±10 V 电压调整信号进行跟踪时,双环 LADRC 控制相较其他两种控制策略,能最快跟踪母线电压参考值且调节时间最短。

4.2 抗扰性能对比分析

为验证本文所提出双环 LADRC 控制策略的抗扰性能,分别在储能侧电压骤增、骤降扰动和加、减负载扰动的工况下进行仿真性能测试。

1) 储能侧电压突变

储能侧电压突变会影响系统母线电压的稳定性,在 0.05 s 时储能侧电压突减 20%,在 0.1 s 时储能侧电压突增 20%,储能侧电压扰动下母线电压波形对比如图 9 所示,其中,母线电压整体波形如图 9(a)所示,电压突减 20%局部

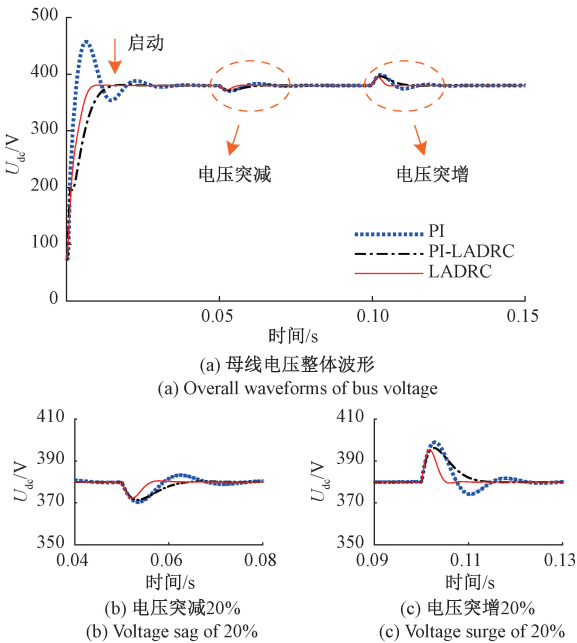


图 9 储能侧电压扰动下母线电压波形对比

放大如图 9(b)所示,电压突减 20%局部放大如图 9(c)所示。储能侧电压突变扰动下性能对比如表 4 所示。

表 4 储能侧电压扰动下性能对比

Table 4 Comparison of performance under voltage disturbance on the energy storage side

系统状态	电压突减 20%		电压突增 20%	
	σ / %	调节时间/s	σ / %	调节时间/s
PI	−2.55	0.026	5.00	0.023
LADRC-PI	−2.26	0.014	4.26	0.013
LADRC	−2.05	0.006	4.03	0.005

对比以上仿真结果可知,在储能侧电压扰动的工况下,由于 LADRC 控制具有主动抗干扰能力,因此双环 LADRC 控制和 LADRC-PI 控制效果明显优于双环 PI 控制,其具有更快的动态响应速度和更小的母线电压最大动态偏差比。双环 LADRC 控制相较于 LADRC-PI 控制,母线电压最大动态偏差比分别优化 0.21% 和 0.23%,且调节时间缩短 0.008 s。因此,双环 LADRC 控制对输入电压扰动的抑制能力更强,能使系统更快恢复到稳定状态。

2) 负载突变

负载改变同样会引起母线电压的波动,稳定工作时电阻为 144.4 Ω ,在 0.05 s 时负载突减 20%,在 0.1 s 时负载突增 20%,负载扰动下母线电压波形对比如图 10 所示,其中,母线电压整体波形如图 10(a)所示,负载突减 20%局部放大如图 10(b)所示,负载突增 20%局部放大如图 10(c)所示。负载扰动下性能对比性能对比如表 5 所示。

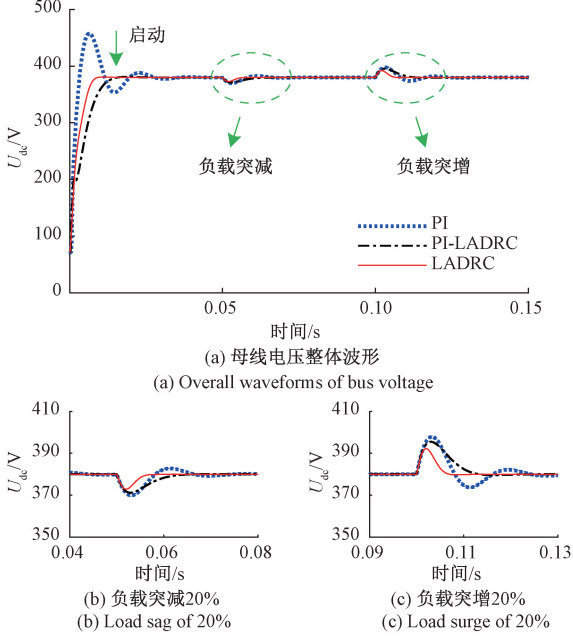


图 10 负载扰动下母线电压波形对比

Fig. 9 Comparison of bus voltage waveforms under voltage disturbance on the energy storage side

Fig. 10 Comparison of bus voltage waveforms under load disturbance

表 5 负载扰动下性能对比

Table 5 Comparison of performance under load disturbance

系统状态	负载突减		负载突加	
	$\sigma / \%$	调节时间/s	$\sigma / \%$	调节时间/s
PI	-2.66	0.025	4.71	0.025
LADRC-PI	-2.32	0.016	4.08	0.014
LADRC	-1.87	0.007	3.21	0.007

对比以上仿真结果可知,在负载扰动的工况下,双环 PI 控制系统存在二次振荡现象,而双环 LADRC 控制阻尼系数为 1,能够有效地抑制系统响应中的二次振荡,提高系统的稳定性。在负载突减 20% 的扰动下,双环 LADRC 控制的电压最大动态偏差比相较于双环 PI 控制、LADRC-PI 控制分别优化 0.79%、0.45%;在负载突增 20% 的扰动下,双环 LADRC 控制的超调量相较于双环 PI 控制、LADRC-PI 控制分别优化 1.5%、0.87%,同时,在负载扰动的工况下,双环 LADRC 控制的调节时间均最短。

4.3 系统电流环均流

环流现象会影响三相交错并联双向 DC-DC 变换器的稳定运行,本文采用平均电流法进行均流控制,在平均电流双环 LADRC 控制下,对系统稳态、动态均流效果进行仿真验证。

1) 系统稳态均流

系统稳态均流效果如图 11 所示,其中,主开关管开关信号如图 11(a) 所示,三相电感电流纹波局部放大如图 11(b) 所示,输入电流纹波局部放大如图 11(c) 所示。

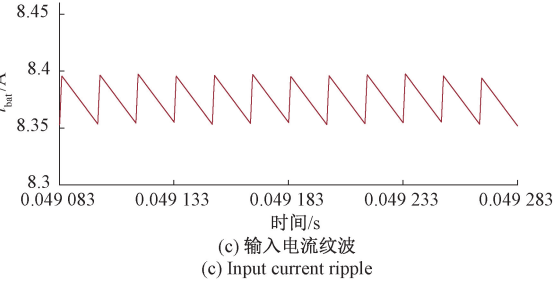
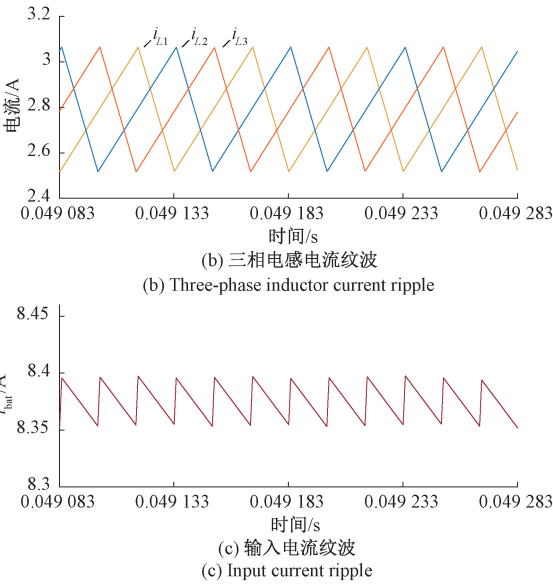
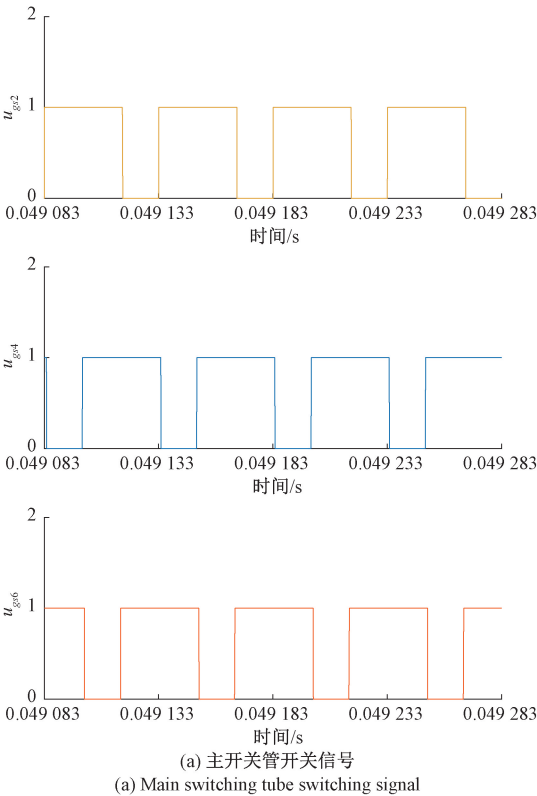


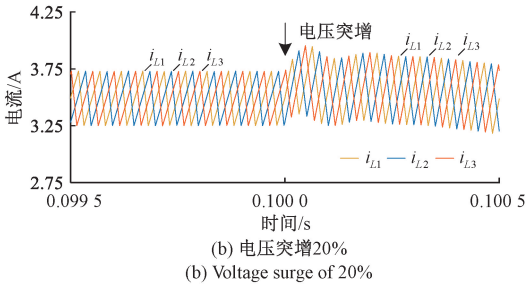
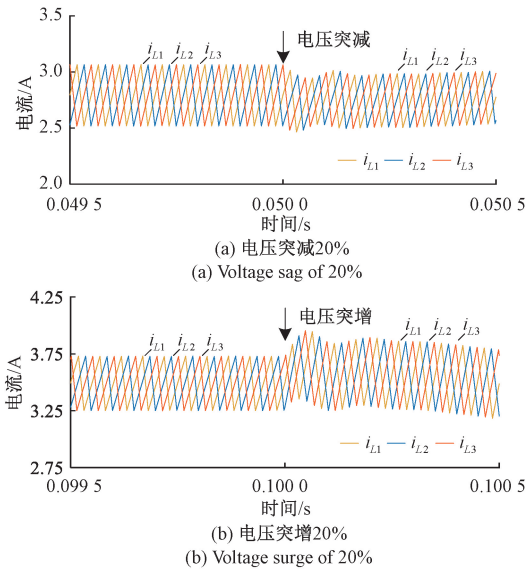
图 11 稳态均流效果

Fig. 11 Steady-state current sharing results

分析以上仿真结果可知,三相电感电流的平均值近似相等,波形交错 120°,说明该控制实现稳态均流,且输入电流纹波明显降低,减小输入端畸变,同时,纹波频率提高至开关频率的 3 倍,降低了对滤波电容以及储能电感的要求,减小系统的体积,提高系统的功率密度。

2) 系统动态均流

系统受到不同扰动时的动态均流效果如图 12 所示,其中输入电压在 0.05 s 时突减 20% 的电流波形局部放大如图 12(a) 所示,输入电压在 0.1 s 时突增 20% 的电流波形局部放大如图 12(b) 所示,负载在 0.05 s 时负载突减 20% 的电流波形局部放大如图 12(c) 所示,负载在 0.1 s 时负载突增 20% 的电流波形局部放大如图 12(d) 所示。



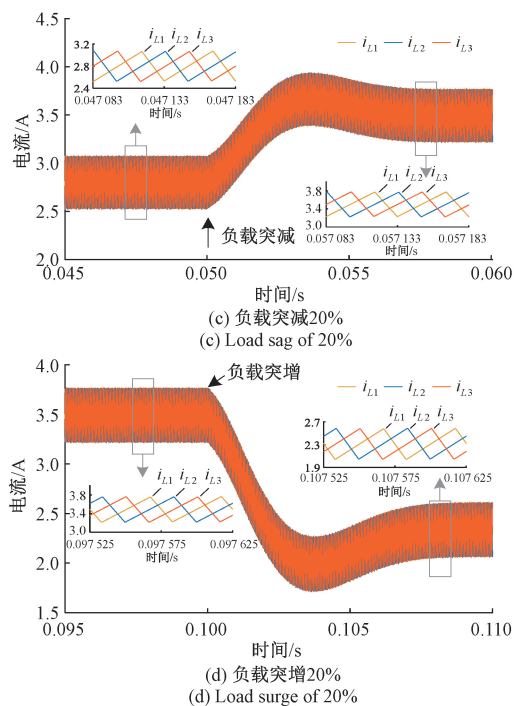


图12 动态均流效果

Fig. 12 Dynamic current sharing results

分析以上仿真结果可知,在受到不同扰动时,采用平均电流双环LADRC控制策略的各相电感电流迅速跟随新的稳态值,且具有良好的动态均流特性,能够满足三相交错并联双向DC-DC变换器响应快速性和运行稳定性的需求。

5 结 论

为增强储能装置与直流母线间能量流动的稳定性,有效解决三相交错并联变换器接入直流微电网后造成的系统稳定性差、电压波动等问题,采用电压外环一阶线性自抗扰,电流内环二阶线性自抗扰的控制策略。通过理论分析和仿真验证表明,交错并联技术显著降低了电流纹波且在不同扰动的工况下,具有良好的动态均流特性。双环LADRC控制相较于双环PI控制及LADRC-PI控制,跟踪性能和抗扰性能更优,通过LESO和LSEF可观测出系统受到的扰动并补偿,显著提高系统跟踪性能、抗干扰性能和稳态响应速度,从而改善直流微电网的运行稳定性。

然而,带宽法虽减少了LADRC需要整定的参数数量,但调参结果很大程度仍依赖于手动调参,且参数调节取决于设计者对系统的认知及实际工程经验,因此下一步的研究工作将考虑采用遗传算法、粒子群算法等优化算法对LADRC的参数进行智能化调整,减少调节参数的复杂性,从而便于在实际工程中应用。

参考文献

[1] KEBEDE A A, KALOGIANNIS T, VAN MIERLO J,

et al. A comprehensive review of stationary energy storage devices for large scale renewable energy sources grid integration[J]. *Renew Sustain Energy Rev*, 2022, 159: 112213.

[2] 卢自宝, 龚莉, 赵传超, 等. 直流微电网中DC-DC变换器的切换控制方法研究[J]. *仪器仪表学报*, 2021, 41(8): 202-209.

LU Z B, GONG L, ZHAO CH CH, et al. Switching control strategy of DC-DC converter in the DC microgrid [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2021, 41(8): 202-209.

[3] AL-ISMAIL F S. DC microgrid planning, operation, and control: A comprehensive review [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 36154-36172.

[4] 钱欣, 任东. 直流微网中变流器的ANN功率控制方法[J]. *中国测试*, 2022, 48(5): 134-141.

QIAN X, REN D. ANN power control method for converter in DC microgrid[J]. *China Measurement & Test*, 2022, 48(5): 134-141.

[5] XU Q W, VAFAMAND N, CHEN L L, et al. Review on advanced control technologies for bidirectional DC/DC converters in DC microgrids[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(2): 1205-1221.

[6] 李洪恩, 胡健, 唐志扬, 等. 孤岛直流微电网DC-DC变换器的非线性控制技术[J]. *电源学报*, 2020, 18(2): 4-14.

LI H E, HU J, TANG ZH Y, et al. Nonlinear control technology for DC-DC converter in islanded DC microgrid[J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(2): 4-14.

[7] 王冠, 李相俊, 孙振广, 等. “锂离子电池—超级电容”混合储能系统的建模与状态估计[J]. *电子测量技术*, 2023, 46(1): 103-111.

WANG G, LI X J, SUN ZH G, et al. Modeling and state estimation of "lithium-ion battery-supercapacitor" hybrid energy storage system [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(1): 103-111.

[8] 兰征, 刁伟业, 涂春鸣, 等. 含储能和氢燃料电池的孤岛微电网混合运行模式与功率协调策略研究[J]. *电网技术*, 2022, 46(1): 156-164.

LAN ZH, DIAO W Y, TU CH M, et al. Research on hybrid operation mode and power coordination strategy of island microgrid with energy storage and hydrogen fuel cell[J]. *Power System Technology*, 2022, 46(1): 156-164.

[9] 陈亚爱, 梁新宇, 周京华. 双向DC-DC变换器拓扑结构综述[J]. *电气自动化*, 2017, 39(6): 1-6.

- CHEN Y AI, LIANG X Y, ZHOU J H. Summary of topological structure of the bidirectional DC-DC converter[J]. Electrical Automation, 2017, 39(6): 1-6.
- [10] KROICS K, STANA G. Bidirectional interleaved DC-DC converter for supercapacitor energy storage integration with reduced capacitance[J]. Electronics, 2023, 12(1):126.
- [11] DUAN J D, WANG SH, XU Y M, et al. Variable multiple interleaved bi-directional DC/DC converter with current ripple optimization[J]. Applied Sciences-Basel, 2023, 13(3): 1744.
- [12] ZHANG Y, ZHANG W, GAO F, et al. A switched-capacitor interleaved bidirectional converter with wide voltage-gain range for super capacitors in EVs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1536-1547.
- [13] WIBISONO A, FACTA M, SETIAWAN I. An average current control method in multiphase interleaved bidirectional DC/DC converter connected on DC microgrids[C]. 2021 12th International Renewable Engineering Conference(IREC), 2021:1-6.
- [14] PIRASHANTHIYAH L, EDIRISINGHE H N, DE SILVA W M P, et al. Design and analysis of a three-phase interleaved DC-DC boost converter with an energy storage system for a PV system[J]. Energies, 2024, 17(1):250.
- [15] JIANG W T, ZHANG X N, GUO F H, et al. Large-signal stability of interleave boost converter system with constant power load using sliding-mode control [J]. IEEE, 2020, 67(11): 9450-9459.
- [16] XU L C, MA R, XIE R Y, et al. Offset-free model predictive control of fuel cell DC-DC boost converter with low-complexity and high-robustness[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5784-5796.
- [17] 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 H, LUO SH, SUN X D, et al. Research on ADRC method for bidirectional DC-DC converter of solar energy storage system[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2018, 39(5): 1342-1350.
- [18] CAO Y F, ZHAO Q S, YE Y Q, et al. ADRC-Based current control for grid-tied inverters: Design, analysis, and verification[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10):8428-8437.
- [19] 刘长杰, 王春阳, 王子硕, 等. 机载光电稳定平台模糊滑模自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(19): 104-110.
- LIU CH J, WANG CH Y, WANG Z SH, et al. Fuzzy sliding mode active disturbance rejection control photoelectric stabilization platform [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(19): 104-110.
- [20] 李月超, 高志强, 周雪松, 等. 结合有源阻尼的风电变流器改进线性自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(18): 1-9.
- LI Y CH, GAO ZH Q, ZHOU X S, et al. Improved linear active disturbance rejection control for wind power converter combined with active damping [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(18): 1-9.

作者简介

马帅旗, 硕士, 副教授, 主要研究方向为电力电子、双向 DC-DC 变换器。

E-mail: msq0912@163.com

任思嘉(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail: rensijia1209@163.com

贺海育, 硕士研究生, 主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail: 981554323@qq.com

张力蕾, 硕士研究生, 主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail: 1107616907@qq.com

赵佳瑶, 硕士研究生, 主要研究方向为双向 DC-DC 变换器。

E-mail: 2668380644@qq.com