

基于平坦理论的三相交错并联双向 DC-DC 变换器 改进型高阶滑模控制

皇金锋[†], 陈旭, 李聪林

(陕西理工大学 电气工程学院, 陕西 汉中 723001)

摘要: 针对直流微电网中储能系统功率波动、负载侧负荷频繁投切等不确定因素引起母线电压产生波动的问题, 以储能系统中三相交错并联双向 DC-DC 变换器为研究对象, 提出一种基于级联有限时间扩张状态观测器(cascade finite-time extended state observer, CFT-ESO) 的微分平坦和改进型超螺旋滑模双闭环复合控制策略。首先, 建立三相交错并联双向 DC-DC 变换器的数学模型, 并根据微分平坦理论将其直流系统转化为微分平坦系统, 结合两级具有快速收敛性的有限时间扩张状态观测器提高对系统集总扰动的估计精度。其次, 采用内环微分平坦控制、外环改进型超螺旋滑模控制的双闭环控制系统, 既能提高系统动态响应过程, 又能利用高阶滑模控制算法抑制抖振, 同时解决变换器升压模式中非最小相位问题。再次, 通过 Lyapunov 理论证明控制系统的稳定性。最后, 利用 MATLAB/Simulink 仿真软件以及搭建实验平台对控制策略进行验证, 结果表明, 本文所提控制策略能够很好地抵抗扰动, 提高系统的暂态性能。

关键词: 双向 DC-DC; 三相交错; 级联有限时间扩张状态观测器; 微分平坦控制; 改进型超螺旋滑模控制

中图分类号: TM46

文献标志码: A

High Order Sliding Mode Control of Three-phase Staggered Parallel Bidirectional DC-DC Converter Based on Flat Theory

HUANG Jinfeng[†], CHEN Xu, LI Conglin

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

Abstract: This paper addresses the issue of bus voltage fluctuations caused by uncertain factors, such as power fluctuations in distributed photovoltaic systems and frequent switching of loads in direct current (DC) microgrids. The study focuses on a three-phase interleaved parallel bidirectional DC-DC converter in the energy storage unit of the microgrid and proposes a differential flatness-based and improved super-twisting sliding mode dual closed-loop composite control strategy based on a cascade finite-time extended state observer (CFT-ESO). Firstly, a mathematical model of the three-phase interleaved parallel bidirectional DC-DC converter is established. The DC system is transformed into a differentially flat system based on the theory of differential flatness. The estimation

* 收稿日期:2023-11-09

基金项目: 陕西省自然科学基金资助项目(2023-JC-YB-442), Natural Science Foundation of Shaanxi Province(2023-JC-YB-442)

作者简介: 皇金锋(1978—), 男, 陕西宝鸡人, 陕西理工大学教授, 博士

† 通信联系人, E-mail:jfhuang2000@163.com

accuracy of the system's total disturbance is improved by combining a two-level finite-time extended state observer with fast convergence. Secondly, a dual closed-loop control system is employed, with inner-loop differential flatness control and outer-loop improved super-twisting sliding mode control. This control strategy not only enhances the dynamic response of the system but also suppresses chattering using a higher-order sliding mode control algorithm, while addressing the non-minimum phase problem in the boost mode of the converter. Next, the stability of the control system is proven using Lyapunov theory. Finally, the control strategy is validated through simulations using MATLAB/Simulink software and an experimental platform. The results demonstrate that the proposed control approach effectively mitigates disturbances and improves the transient performance of the system.

Key words: bidirectional DC-DC; three-phase staggered; cascade finite-time extended state observer; differential flat control; improved super-twisting sliding mode control

随着新能源产业与电力电子技术的蓬勃发展,直流微电网系统凭借其无须考虑无功功率、谐波以及同步问题等优势而备受关注^[1-3]。典型的直流微电网系统通常由可再生能源、储能系统和本地负载组成,其中,可再生能源和储能系统共同作用维持母线电压恒定,而母线电压的恒定可以直接反映直流微电网系统的稳定性^[3-5]。储能系统通常会经过一个双向DC-DC变换器与直流母线相接,以此来补偿可再生能源受环境影响所带来的随机性波动,交错并联技术能够拓展DC-DC变换器的输出功率,减小直流母线输入和输出电流纹波,使得此类变换器在储能系统中得到广泛应用^[6-8]。优化双向DC-DC变换器的控制策略,可提高直流母线输出电压的稳定性,从而提高系统的动态性能。

随着对双向DC-DC变换器的快速性以及抗干扰能力要求的提高,当可再生能源及负载发生大扰动时,传统的PI控制已经无法满足抑制母线电压产生波动的要求^[9]。为了解决这一问题,国内外众多学者将非线性控制策略应用于双向DC-DC变换器中,以此来提高双向DC-DC变换器的稳定性,如自抗扰控制、滑模控制、微分平坦控制、自适应控制和下垂控制等。张世欣等^[10]提出一种改进型自抗扰控制策略,有效地提高了直流母线电压的跟踪性能及抗干扰能力。Yin等^[11]针对双向DC-DC变换器提出一种多变量反馈滑模控制策略,解决传统滑模控制中各状态变量间缺乏全局协调的问题,进一步提高直流母线电压在动态功率干扰下的稳定性。杨艺等^[12]基于扩张状态观测器(expended state observer, ESO)将双环微分平坦控制应用于双向DC-DC变换器中,仿真结果表明,该方法能够在一定程度上提高系统的稳

定性以及抗扰性能。申景潮等^[13]利用自适应反步法设计控制器来控制储能系统持续放电以稳定母线电压,在参数摄动时具有良好的鲁棒性。杨翔宇等^[14]为了保证变换器本身的稳定性,提出基于电感电流反馈的下垂控制策略,通过该控制策略,能够实现输出功率自动均衡。在众多非线性控制中,微分平坦控制(differential flatness based control, DFBC)以控制结构简单、输出速度快、跟踪精度高等优势而备受青睐^[15-16]。

超螺旋滑模控制(super-twisting sliding mode control, STSMC)是一种结构简单的高阶滑模控制算法,解决了一阶滑模控制中存在的抖振与跟踪精度、鲁棒性相矛盾的问题,该策略在减小抖振的同时,能保证系统输出的稳定性。为了抑制机械臂滑模控制出现抖振,Kali等^[17]将超螺旋控制算法引入切换控制项中,该方法可有效减小抖振,提高控制精度和系统稳定性。张鹏等^[18]将自适应超螺旋控制器应用于探测器中,试验结果表明,该控制方法相较于传统自适应滑模控制具有更快的收敛速度,同时能够抑制抖振。赵静等^[19]针对永磁同步直线电机提出一种分数阶超螺旋滑模控制策略,以此提高系统跟踪精度及稳定性。

由于直流微电网中存在不确定性扰动问题,而较大的扰动会直接影响系统的稳定性,传统处理扰动的方式是加入一个包含增益覆盖不确定性的边界符号函数的鲁棒项,但是随着鲁棒项系数增大,消除扰动的同时也使得抖振变大。为了克服这一问题,近年来,使用观测器估计扰动成为较为热门的研究方向。周雪松等^[20]针对直流母线电压受各种不确定因素的干扰问题,提出采用级联扩张状态观测器与自抗扰

控制相结合的控制策略,弥补传统方法下未被估计的剩余扰动,进一步抑制扰动带来的影响。朱良红等^[21]为了解决永磁电机控制系统安装传感器会导致系统稳定性降低的问题,提出使用级联扩张状态观测器与改进型线性自抗扰相结合,该策略能够减小传统观测器对斜坡型扰动的估计误差,提高系统的估计精度。Hou 等^[22]为了提高永磁同步电机的抗干扰能力和跟踪性能,采用有限时间扩张状态观测器与超螺旋滑模相结合的控制策略,用有限时间扩张状态观测器来估计未知的集总扰动,提高系统在负载转矩和惯性变化情况下的鲁棒性。

综上所述,并总结以上控制策略的优势,本文以三相交错并联双向 DC-DC 变换器为研究对象,提出一种基于级联有限时间扩张状态观测器(cascaded finite-time extended state observer, CFT-ESO)的微分平坦和改进型超螺旋滑模双闭环复合控制策略。首先,建立三相交错并联双向 DC-DC 变换器的数学模型及其微分平坦系统模型;其次,建立外环能量函数设计超螺旋控制器以提高系统跟踪精度并抑制抖振,内环采用微分平坦控制结合前馈补偿来提高系统的快速性和带载能力;再次,引入 CFT-ESO 进一步估计集总扰动,提高估计精度;最后,基于 MATLAB/Simulink 软件以及硬件在环实验平台,对本文所提控制策略进行验证。

1 双向 DC-DC 变换器建模

光储直流微电网系统结构图如图 1 所示。图 1 中,储能系统根据光伏系统、负载功率的变化来平衡微电网系统的功率,从而维持母线电压。双向 DC-DC 变换器作为储能单元中重要的控制设备,需要考虑在输入扰动及其负载扰动下,调节占空比后仍然能够保证直流母线电压快速稳定。

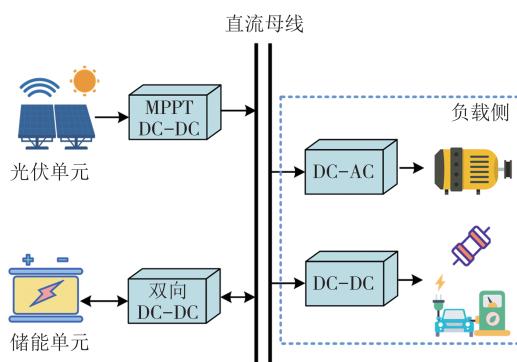


图 1 光储直流微电网系统结构图

Fig.1 Light storage DC microgrid system structure diagram

本文以蓄电池为电源,经过双向 DC-DC 变换器维持母线电压恒定,抵抗负载变化以及输入电压扰动带来的影响。为了降低储能元件的电流、电压应力,减小输出电压纹波,增大变换器的功率密度,采用交错并联技术。如图 2 所示,三相交错并联双向 DC-DC 变换器具有 3 个相同结构的 BUCK-BOOST 电路,每相支路开关管交错导通,相位相差 120°。其中,输入电压为 v_{in} ,母线电压为 v_o , i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} 分别为三相电感 L_1, L_2, L_3 的电感电流, $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ 分别表示 6 个开关管, C 为输出侧电容, R_L 为负载电阻。

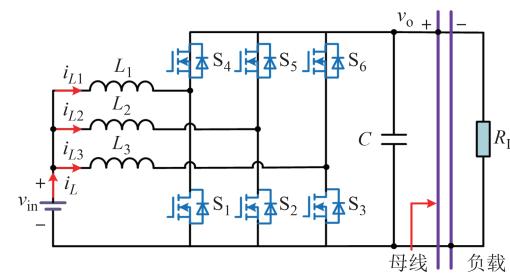


图 2 三相交错并联双向 DC-DC 变换器

Fig.2 Three-phase staggered parallel bidirectional DC-DC converter

以三相交错并联双向 DC-DC 变换器的升压模式作为研究对象,其降压模式同样适用。由图 2 可知,三相交错并联升压变换器的空间状态表达式为:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{1-d_1}{L_1} v_o \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_2} - \frac{1-d_2}{L_2} v_o \\ \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_3} - \frac{1-d_3}{L_3} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1-d_1}{C} i_{L1} + \frac{1-d_2}{C} i_{L2} + \frac{1-d_3}{C} i_{L3} - \frac{1}{C} i_o \end{cases} \quad (1)$$

式中: d_1, d_2, d_3 分别为开关管 S_1, S_2, S_3 的占空比; i_o 为负载电流。

为了减小变换器在一个开关周期内的输入、输出纹波,需要使三相开关管具有相同的占空比 d ,即

$$d_1 = d_2 = d_3 = d \quad (2)$$

考虑三相交错并联 DC-DC 变换器的均流问题,选择统一电感值:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_{eq} \quad (3)$$

综合式(1)、式(2)和式(3),可将三相交错并联升压变换器数学模型表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{3v_{in}}{L_{eq}} - \frac{3(1-d)}{L_{eq}} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1-d}{C} i_L - \frac{1}{C} i_o \end{cases} \quad (4)$$

$$\mathbf{x}_c = \mathbf{y}_c = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = \phi_x(\mathbf{y}_c) \quad (7)$$

选取开关管占空比 d_1, d_2, d_3 作为系统控制变量, 将式(7)代入式(1)中可得:

$$\mathbf{u}_c = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_1}{v_o} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_2}{v_o} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_3}{v_o} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{y}}_c + \begin{bmatrix} 1 - \frac{v_{in}}{v_o} \\ 1 - \frac{v_{in}}{v_o} \\ 1 - \frac{v_{in}}{v_o} \end{bmatrix} = \phi_u(\dot{\mathbf{y}}_c) \quad (8)$$

分析式(7)和式(8), 将三路电感电流作为平坦输出量可以线性表示系统状态变量, 将开关管占空比作为系统控制量, 可以用平坦输出量的一阶微分项线性表示, 由此可得, 该系统满足微分平坦理论条件.

2 微分平坦控制系统建模

2.1 微分平坦理论

微分平坦控制是一个将非线性系统通过坐标变换等方式转换为线性系统进行控制的方法, 即选择一组平坦输出量 \mathbf{y} 及其各阶有限次微分项将系统状态变量 \mathbf{x} 和系统控制量 \mathbf{u} 线性表示. 若存在一个非线性系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (5)$$

选取平坦输出量 \mathbf{y} 及其各阶微分项, 重构式(5)描述非线性系统:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \phi_x(\mathbf{y}, \mathbf{y}^{(1)}, \mathbf{y}^{(2)}, \dots, \mathbf{y}^{(m)}) \\ \mathbf{u} = \phi_u(\mathbf{y}, \mathbf{y}^{(1)}, \mathbf{y}^{(2)}, \dots, \mathbf{y}^{(n)}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: m, n 表示平坦输出量各阶微分项阶数; $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^i$, $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^j$, $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^j$, i 和 j 分别表示系统状态变量和控制变量的维数, 均为正整数, 且满足 $i \geq j$; $\phi_x(\cdot), \phi_u(\cdot)$ 表示函数映射关系. 由此得到的重构系统即为微分平坦系统, 也称为前馈控制.

在理想情况下, 微分平坦控制仅凭前馈控制器就可以准确跟踪参考轨迹, 但在实际工况中, 由于系统存在未建模部分以及外部干扰导致输出结果出现偏差, 因此常常引入误差反馈控制器跟踪平坦输出量的微分项, 从而输出能够符合要求的控制量.

2.2 内环电流微分平坦控制建模

本文采用内环微分平坦电流控制, 选择电感电流 i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} 作为电流控制的平坦输出量及状态变量, 得到以下表达式:

3 双向DC-DC变换器控制策略

为了减小输出纹波电压, 提高系统暂态响应及抗扰性能, 本文采用基于级联有限时间扩张状态观测器的双闭环控制, 即外环电压控制和内环电流控制. 根据输出重定义法^[23]可知, 引入电流环后, 可以得到一个新的最小相位系统, 有效解决系统非最小相位导致控制器设计困难、动态性能较差等问题. 电压环根据输出电压设定值与实际输出电压的偏差产生电感电流的设定值. 外环引入改进型超螺旋滑模控制, 保证系统快速稳定的同时可以极大地抑制抖振现象; 将微分平坦控制作为控制系统内环, 能够快速跟踪系统动态变化. 三相交错并联双向DC-DC变换器双闭环控制框图如图3所示.

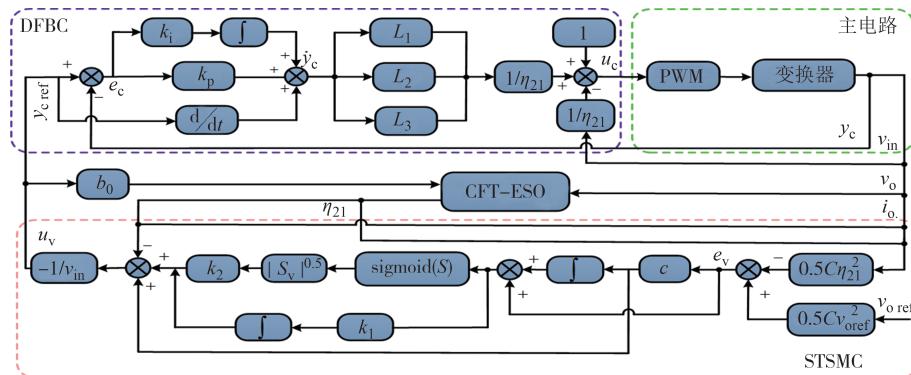


图3 双向DC-DC变换器双闭环控制框图

Fig.3 Control block diagram of bidirectional DC-DC converter

3.1 级联有限时间扩张状态观测器的设计

对于传统的扩张状态观测器来说,提高带宽可以提高观测器的估计性能,减小集总扰动的影响,但是由于测量噪声与系统刚度的限制,带宽不能太大,此外,传统的扩张状态观测器只能保证估计误差渐进收敛于零,因此估计速度和精度较低.为了解决这一问题,并考虑到系统内部扰动以及未建模部分的影响,本文采用CFT-ESO实时观测由二者共同作用所产生的集总扰动,为了提高对集总扰动的估计精度,将CFT-ESO第一级观测扰动作为已知扰动,并利用第二级观测器对其进行补偿.最后将本节所设计的CFT-ESO与超螺旋滑模控制相结合,实现对输出电压的快速跟踪,提高系统的鲁棒性及输出电压的稳定性.

估计系统中的集总扰动,首先定义输出电压与期望的偏差为 x_1 ,满足:

$$x_1 = v_o - v_{ref} \quad (9)$$

结合式(4)并对式(9)求导可得:

$$\dot{x}_1 = \dot{v}_o = b_0 u + f \quad (10)$$

式中: $b_0 = -i_L/C$; u 表示控制变量; f 表示由内部扰动以及未建模部分所引起的集总扰动.

根据式(10),将集总扰动 f 扩张为新的状态变量 x_2 ,可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = b_0 u + x_2 \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)设计第一级CFT-ESO,其表达式为:

$$\begin{cases} e_1 = \eta_{11} - v_o \\ \dot{\eta}_{11} = b_0 u + \eta_{12} - l_1 \chi_{11} \\ \dot{\eta}_{12} = -l_2 \chi_{12} \end{cases} \quad (12)$$

式中: η_{11} 和 η_{12} 分别表示输出电压 v_o 和集总扰动 f 的观测值; l_1, l_2 为第一级CFT-ESO的增益系数且均为正数. χ_{11}, χ_{12} 表达式分别为:

$$\begin{cases} \chi_{11} = \alpha |e_1|^{0.5} \text{sign}(e_1) + e_1 \\ \chi_{12} = 0.5\alpha \text{sign}(e_1) + 1.5\alpha |e_1|^{0.5} \text{sign}(e_1) + e_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\alpha > 0$.当估计误差远离原点时,该观测器通过式(12)中线性项增益系数 l_1, l_2 使得估计误差收敛至原点邻域内,而式(13)中非线性项参数 α 则可以保证估计误差在有限时间内从原点的邻域收敛到零.

同理,为了提高对集总扰动的估计精度,结合式(12)设计第二级CFT-ESO,其表达式为:

$$\begin{cases} e_2 = \eta_{21} - v_o \\ \dot{\eta}_{21} = b_0 u + \eta_{12} + \eta_{22} - l_3 \chi_{21} \\ \dot{\eta}_{22} = -l_4 \chi_{22} \end{cases} \quad (14)$$

式中: η_{21} 和 η_{22} 分别表示输出电压 v_o 以及除 η_{12} 以外的扰动观测值; l_3, l_4 表示第二级观测器的增益系数且为正数. χ_{21}, χ_{22} 的表达式分别为:

$$\begin{cases} \chi_{21} = \alpha |e_2|^{0.5} \text{sign}(e_2) + e_2 \\ \chi_{22} = 0.5\alpha \text{sign}(e_2) + 1.5\alpha |e_2|^{0.5} \text{sign}(e_2) + e_2 \end{cases} \quad (15)$$

3.2 内环电流微分平坦控制

稳态均流时,各相电感电流的参考值为:

$$i_{L\text{ref}1} = i_{L\text{ref}2} = i_{L\text{ref}3} = I_{L\text{ref}} \quad (16)$$

内环电流输出误差为:

$$e_c = \mathbf{y}_{c\text{ref}} - \mathbf{y}_c = \begin{bmatrix} i_{L\text{ref}1} - i_{L1} \\ i_{L\text{ref}2} - i_{L2} \\ i_{L\text{ref}3} - i_{L3} \end{bmatrix} \quad (17)$$

根据上述微分平坦理论并结合式(7)、式(8)可得,当控制系统处于稳态,并且能够准确跟踪参考轨迹时,输出误差有如下关系:

$$e_c(t) = \dot{e}_c(t) = \int_0^t e_c(\tau) d\tau \quad (18)$$

利用PID控制理论减小误差的思想来设计误差反馈控制器:

$$\dot{e}_c(t) + k_p e_c(t) + k_i \int_0^t e_c(\tau) d\tau = 0 \quad (19)$$

式中: k_p, k_i 表示内环电流的增益系数.

将式(17)代入式(19),可得误差反馈控制律为:

$$\dot{\mathbf{y}}_c = \dot{\mathbf{y}}_{c\text{ref}} + k_p e_c(t) + k_i \int_0^t e_c(\tau) d\tau \quad (20)$$

结合式(8)、式(20)可得内环电流微分平坦控制 u_c .

3.3 外环电压改进型超螺旋滑模控制

对三相交错并联双向DC-DC变换器的升压模式进行分析,为了避免电压直接控制所产生的非最小相位问题,外环电压控制通过电容能量函数来间接控制输出电压.

电容能量函数为:

$$y_v = \frac{1}{2} C \eta_{21}^2 \quad (21)$$

结合式(1)和式(21)可得:

$$\dot{y}_v = v_{in} i_L - \eta_{21} i_o \quad (22)$$

外环电压控制的电容能量偏差为:

$$e_v = y_{v\text{ref}} - y_v \quad (23)$$

式中: $y_{v\text{ref}}$ 表示在参考电压下所对应电容能量参考值.

将外环电压控制的滑模面 S_v 设计为:

$$S_v = e_v + c \int e_v dt \quad (24)$$

式中: c 为滑模面参数且满足 $c > 0$.

常规超螺旋滑模控制的趋近律为:

$$\begin{cases} w_v = w_1 + w_2 \\ w_1 = -\int k_1 \text{sign}(S) dt \\ w_2 = -k_2 |S|^{0.5} \text{sign}(S) \end{cases} \quad (25)$$

式中: k_1, k_2 为两个增益参数,是大于0的常数.分析式(25)可知,为了减小传统滑模控制中非连续切换量 $k_1 \text{sign}(S)$ 造成的抖振现象,在超螺旋滑模控制中将其放置在积分项中,从而得到连续的控制律函数,弥补了传统滑模控制中的抖振问题.

由于超螺旋滑模控制中存在 $\text{sign}(S)$ 函数,且该切换函数为不连续函数,因此,即使控制律为连续函数,在滑模面切换时仍然存在低幅抖振.为了解决这一问题,本文提出采用更为平滑的连续函数 $\text{sigmoid}(S)$ 代替非连续函数 $\text{sign}(S)$. $\text{sigmoid}(S)$ 函数表达式如下:

$$\text{sigmoid}(S) = \frac{2}{1 + e^{-\theta S}} - 1 \quad (26)$$

式中: $\theta > 0$.

两种切换律中 $\text{sign}(S)$ 函数和 $\text{sigmoid}(S)$ 函数对比图如图4所示.

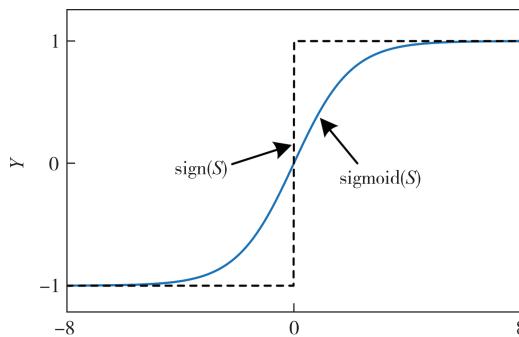


图4 滑模切换函数对比图

Fig.4 Comparison of sliding mode switching function

由图4可知, $\text{sigmoid}(S)$ 函数相较于 $\text{sign}(S)$ 函数更加平滑,改变 θ 的大小,可决定 $\text{sigmoid}(S)$ 函数的平滑特性,在控制器作用下能够达到减小抖振的目的.

结合式(14)、式(22)和式(24),并将式(24)求导代入式(25),可得外环电压改进型超螺旋滑模控制律 u_v 为:

$$u_v = \frac{1}{v_{in}} \left[\eta_{21} i_o - ce_v - \int k_1 \text{sigmoid}(S) dt - k_2 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) \right] \quad (27)$$

4 稳定性分析

4.1 内环微分平坦稳定性证明

将被控系统等效为二阶系统来消除稳态误差,

取系统闭环传递函数为:

$$h(s) = \frac{y_{e\text{ref}}}{y_e} = \frac{\omega_{nc}^2}{s^2 + 2\xi_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2} \quad (28)$$

式中: ω_{nc} 为内环固有频率; ξ_c 为内环阻尼比.

结合式(28)和式(19)可得:

$$\ddot{e}_c + k_p \dot{e}_c + k_i e_c = (s^2 + 2\xi_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2) e_c \quad (29)$$

分析式(29)可得:

$$\begin{cases} k_p = 2\xi_c \omega_{nc} \\ k_i = \omega_{nc}^2 \end{cases} \quad (30)$$

结合式(30)和式(20)分析可知,当 ω_{nc}, ξ_c 均为正数时,控制器的系统闭环传递函数极点位于左半平面,故内环微分平坦控制系统稳定.与此同时, ω_{nc}, ξ_c 的选取与系统暂态响应时间有关,当系统阻尼比 ξ_c 不变时, ω_{nc} 取值越大,系统暂态响应时间越短,但是固有频率 ω_{nc} 必须远小于开关频率 ω_s .

4.2 外环超螺旋滑模控制稳定性证明

依据式(24)和式(25)可得:

$$\begin{cases} \dot{S}_v = -k_1 |S_v|^{0.5} \text{sigmoid}(S_v) + \omega \\ \dot{\omega} = -k_2 \text{sigmoid}(S_v) \end{cases} \quad (31)$$

考虑如下Lyapunov函数:

$$V = 2k_2 |S_v| + \frac{1}{2} \omega^2 + \frac{1}{2} [k_1 |S_v|^{0.5} \text{sigmoid}(S_v) - \omega]^2 \quad (32)$$

将式(32)写为二次型:

$$V = \mathbf{m}^T \mathbf{P} \mathbf{m} \quad (33)$$

式中: $\mathbf{m} = [m_1 \ m_2]^T = [k_1 |S_v|^{0.5} \text{sigmoid}(S_v) \ \omega]^T$;

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}.$$

对式(33)求导得:

$$\dot{V} = 2k_2 \dot{S}_v \text{sigmoid}(S_v) + 2\omega \dot{\omega} + \frac{1}{2} k_1^2 \dot{S}_v \text{sigmoid}(S_v) - \frac{1}{2} k_1 |S_v|^{0.5} \dot{S}_v \omega - k_1 \dot{\omega} |S_v|^{0.5} \text{sigmoid}(S_v) \quad (34)$$

将式(31)代入式(34)中,得

$$\dot{V} = -\left(k_2 + \frac{1}{2} k_1^2\right) k_1 |S_v|^{0.5} + k_1^2 \omega \text{sigmoid}(S_v) - \frac{1}{2} k_1 |S_v|^{0.5} \omega^2 \quad (35)$$

根据柯西-施瓦茨不等式可以得到:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|S_v|^{0.5}} \mathbf{m}^T \mathbf{Q} \mathbf{m} \quad (36)$$

$$\text{式中: } \mathbf{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix}.$$

分析式(36)可知,只要保证矩阵 \mathbf{Q} 为正定矩阵, \dot{V} 就是负定的,则滑模面 S_v 将在有限时间内收敛.

4.3 级联有限时间扩张状态观测器稳定性证明

已知观测器输出电压及扰动误差分别为 e_1, e_2 , 结合式(11)和式(14)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 + \eta_{12} - l_3 \chi_{21} \\ \dot{e}_2 = -l_4 \chi_{22} - \dot{f} \end{cases} \quad (37)$$

选取 Lyapunov 函数为:

$$\dot{V}_0 = \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} \quad (38)$$

式中: \mathbf{P} 为对称正定矩阵; $\boldsymbol{\theta}^T = [\chi_{21} \ e_{d2} + \eta_{12}]$.

对式(38)中 $\boldsymbol{\theta}$ 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\theta}} &= \varphi(e_1) \left[e_2 + \eta_{12} - l_3 \chi_{21} - l_4 \chi_{22} - \frac{\dot{f}}{\varphi_1(e_1)} \right] = \\ &\varphi(e_1)(A\boldsymbol{\theta} - B\delta) \end{aligned} \quad (39)$$

式中: $\varphi(e_1) = 0.5|e_{d1}|^{0.5} + 1$; $\delta = \frac{\dot{f}}{\varphi_1(e_1)}$; $A = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix}$,
 $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$.

当 $|\dot{f}| \leq D$ 时, 有 $|\delta| \leq D$, 定义:

$$\xi(\delta, \boldsymbol{\theta}) = -\delta^2 + D^2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} D^2 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} \geq 0 \quad (40)$$

定理 1^[22]: 假设存在一个对称正定矩阵 \mathbf{P} , 以及一个正常数 ε , 使其满足:

$$\begin{bmatrix} A^T \mathbf{P} + PA + \varepsilon P + D^2 & PB \\ B^T \mathbf{P} & -1 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (41)$$

则 CFT-ESO 观测误差有限时间收敛, 且存在稳定时间上界:

$$t_p = \frac{2}{\varepsilon} \ln \left[\frac{2V_0^{0.5}(\boldsymbol{\theta}_0)}{\lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}} + 1 \right] \quad (42)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_0$ 表示初始值.

结合式(39)和式(40)可得 Lyapunov 函数的导数 \dot{V}_0 :

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= \varphi(e_1)[\boldsymbol{\theta}^T (A^T \mathbf{P} + PA)\boldsymbol{\theta} + \delta B^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} + \\ &\boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} B \delta] = \varphi(e_1) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T \mathbf{P} + PA & PB \\ B^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} \leq \\ &\varphi(e_1) \left\{ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T \mathbf{P} + PA & PB \\ B^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} + \zeta(\delta, \boldsymbol{\theta}) \right\} \leq \\ &\varphi(e_1) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -\varepsilon P & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} = -\frac{1}{|e_1|^{0.5}} \varepsilon V_0 - \varepsilon V \end{aligned} \quad (43)$$

由式(38)可得:

$$\lambda_{\min}\{\mathbf{P}\} \|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \leq \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} \leq \lambda_{\max}\{\mathbf{P}\} \|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \quad (44)$$

式中: $\lambda\{\mathbf{P}\}$ 表示矩阵 \mathbf{P} 的特征值; $\|\boldsymbol{\theta}\|_2$ 表示 $\boldsymbol{\theta}$ 的二范数. 结合式(38)和式(44)可得:

$$\begin{aligned} \|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 &= |\chi_{21}|^2 + |e_2 + \eta_{12}|^2 = \\ &|e_1|^2 + 2|e_1|^{1.5} + e_1^2 + (e_2 + \eta_{12})^2 \end{aligned} \quad (45)$$

由式(45)可以推出:

$$|e_1|^{0.5} \leq \|\boldsymbol{\theta}\|_2 \leq \frac{V_0^{0.5}}{\lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}} \quad (46)$$

根据式(46), 可将式(43)改写为:

$$\dot{V}_0(e) \leq -\frac{\varepsilon \lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}}{2} V_0^{0.5} - \varepsilon V_0 \quad (47)$$

分析可知, 式(47)满足定理 1 中有限时间稳定性判据, 估计误差有上界且在有限时间内收敛至零.

5 仿真分析

为了验证本文所提控制策略的有效性, 在 MATLAB/Simulink 仿真软件中对三相交错并联 DC-DC 变换器搭建传统双闭环 PI 控制、双闭环 DFBC 以及本文控制的仿真系统, 并将 3 种不同的控制策略进行对比. 模型参数设计为: $V_m = 40$ V, $C = 470$ μF , $L_1 = L_2 = L_3 = 100$ μH , $R_L = 10 \Omega$, 开关频率选择 20 kHz, 直流母线电压为 72 V. 控制器参数如表 1 所示.

表 1 控制器参数

Tab.1 Controller parameters

控制策略	外环电压	内环电流
本文控制	$c = 90, \theta = 2$	$\xi_c = 0.707$
	$k_1 = 1000, k_2 = 100$	$\omega_{nc} = 62800$
双闭环 PI 控制	$k_{vp} = 0.5$	$k_{ip} = 2$
	$k_{vi} = 400$	$k_{ii} = 600$
双闭环 DFBC	$\xi_v = 0.707$	$\xi_c = 1$
	$\omega_{nv} = 62800$	$\omega_{nc} = 6280$

其中, PI 控制策略采用 ZN 临界比例度法^[24], 根据经验公式得到 PI 控制器的最优整定参数. 微分平坦控制与超螺旋滑模控制均为非线性控制策略, 在 4.1 节中已知微分平坦控制参数选取范围及变化趋势, 通过调节固有频率与阻尼比, 从而确定最优 k_p 、 k_i . 由文献[25]可知, 超螺旋滑模控制策略通过求取二阶滑动变量上、下界, 得到有限时间收敛至原点时的控制参数范围.

5.1 不同控制策略下的仿真对比

5.1.1 负载扰动对比

实际工况中, 负载不是一个恒定的数值, 负荷的增加或减少均会造成负载扰动, 本节研究负载发生扰动时, 观察其对直流母线电压暂态性能的影响并针对 3 种不同控制策略进行对比分析, 结果分别如图 5 和表 2 所示.

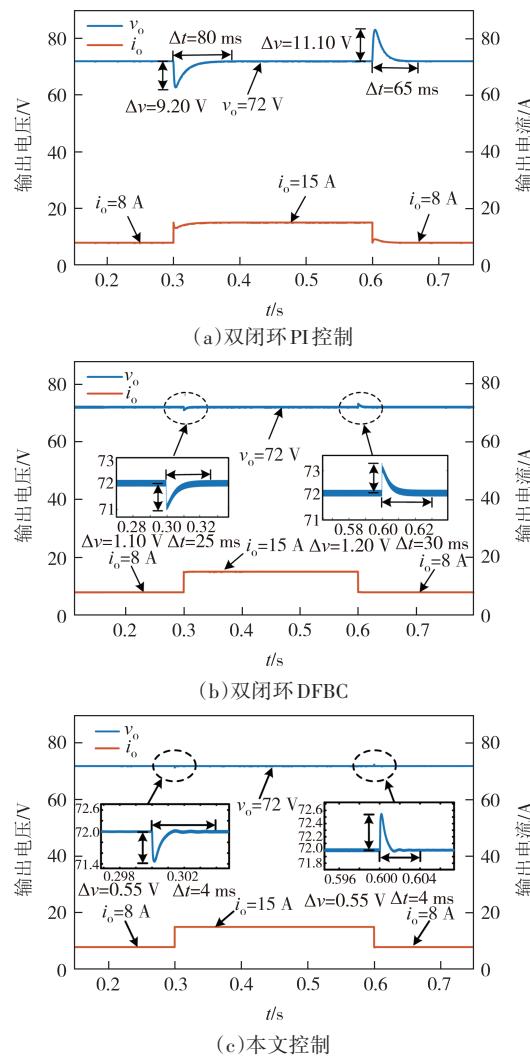


图5 负载扰动时3种控制策略对比

Fig.5 Comparison of the three control strategies when the load is perturbed

表2 负载扰动时输出电压暂态变化

Tab.2 Transient changes of output voltage during load disturbance

控制策略	扰动时间	输出电压超调/V	超调时间/ms
双闭环PI控制		9.20	80
双闭环DFBC	0.3 s: 8 A跳变至15 A	1.10	25
本文控制		0.55	4
双闭环PI控制		11.10	65
双闭环DFBC	0.6 s: 15 A跳变至8 A	1.20	30
本文控制		0.55	4

由图5和表2可知,在3种不同控制策略下,0.3 s时刻,负载加重,输出电流由8 A变为15 A;在0.6 s时刻,负载减轻,输出电流由15 A变为8 A。在双闭环PI控制方法下,输出电压超调最大达到了11.10 V,其超调时间为65 ms;双闭环DFBC能够将输出电压的最大

超调抑制到1.20 V,其超调时间控制在30 ms;在本文所提控制中,能够将输出电压最大超调减小至0.55 V,其超调时间减少至4 ms。对比3种控制方法的输出电压在发生负载扰动时的暂态性能可知,本文控制抵抗负载扰动能力更强,具有显著的优越性。

5.1.2 输入电压扰动对比

当系统存在输入电压扰动时,为了对比本文所提非线性控制策略与传统控制策略的暂态调节性能,对3种控制策略进行输入电压扰动仿真对比,其结果分别如图6和表3所示。

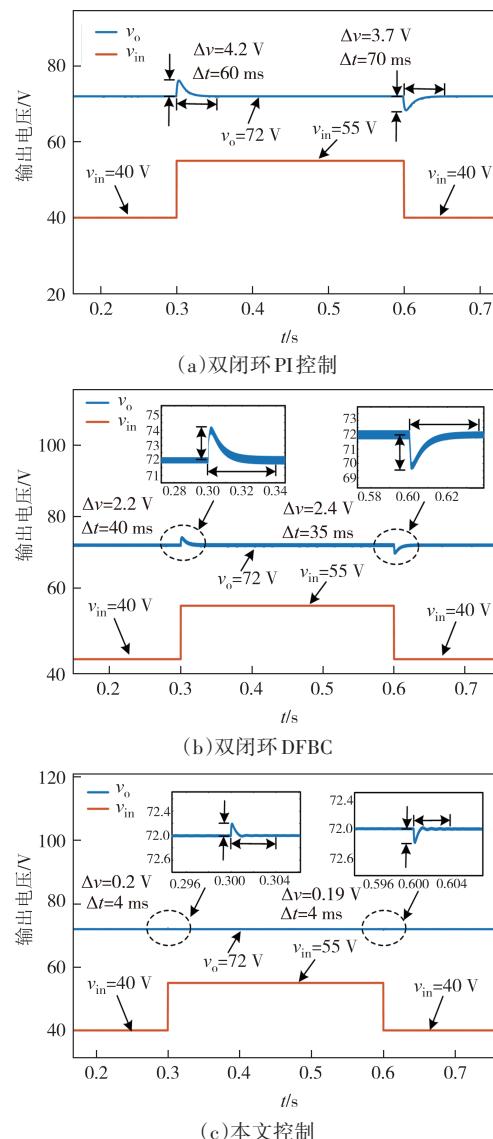


图6 输入电压扰动时3种控制策略对比

Fig.6 Comparison of the three control strategies when the input voltage is perturbed

由图6和表3可知,在0.3 s时刻,输入电压由40 V跳变为55 V;在0.6 s时刻,输入电压由55 V跳变为40 V。在双闭环PI控制策略下,输出电压超调最大达

到了 4.2 V, 其超调时间为 60 ms. 采用双闭环 DFBC 控制策略时, 输出电压超调有所减小, 最大超调达到 2.4 V, 超调时间为 35 ms. 而在本文控制中, 输出电压最大超调可减小至 0.2 V, 其对应超调时间为 4 ms. 对比 3 种控制策略, 显然本文控制在抵抗输入电压扰动中具有更好的鲁棒性.

表 3 输入电压扰动时输出电压暂态变化

Tab.3 Transient changes of output voltage when input voltage is disturbed

控制策略	扰动时间	输出电压 超调/V	超调时间/ms
双闭环 PI 控制		4.2	60
双闭环 DFBC	0.3 s: 40 V 跳变至 55 V	2.2	40
本文控制		0.2	4
双闭环 PI 控制		3.7	70
双闭环 DFBC	0.6 s: 55 V 跳变至 40 V	2.4	35
本文控制		0.2	4

5.2 CFT-ESO 对控制的效果对比

为了对比本文所提 CFT-ESO 的优越性, 本节将其与传统级联扩张状态观测器(cascade extended state observer, CESO)进行仿真对比, 观察 2 种观测器在抵抗扰动方面的性能差异. 其仿真结果对比如图 7 所示.

图 7 所示仿真过程与 5.1 节类似. 由图 7 可知, 在 0.3 s 时刻, 负载电流由 8 A 跳变为 15 A; 在 0.4 s 时刻, 负载电流由 15 A 跳变为 8 A, 此过程为负载扰动过程. 在 0.4 s 时刻, 输入电压由 40 V 跳变为 55 V; 在 0.5 s 时刻, 输出电压由 55 V 跳变为 40 V, 该过程为输入电压

扰动过程. 无论在负载扰动过程还是输入电压扰动过程, 均可明显看出本文所提观测器输出曲线更为平滑, 扰动量变化更小, 扰动后调节至稳定电压的时间更短, 抵抗扰动的效果更加突出.

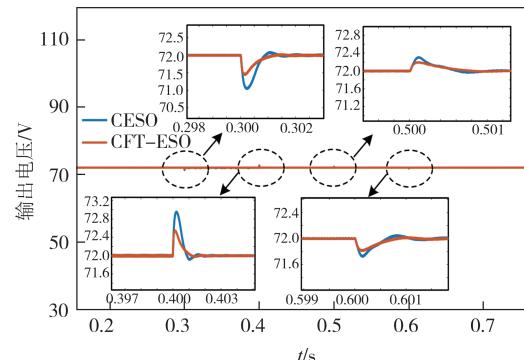


图 7 2 种观测器仿真结果对比

Fig.7 Simulation comparison results of the two observers

6 实验分析

为了验证本文所提控制算法的有效性, 本节基于实时仿真器 HIL MT6020 进行硬件在环实验, 基于 LC 建模采用向后欧拉法对电路元件进行离散, 选择 DSPTMS32F28335 作为控制器, 利用 Tektronix TPS2024B 示波器展示实验结果. 实验参数同仿真参数, 开关频率选择 20 kHz, 分别在负载扰动和输入电压扰动下, 对比分析 3 种不同控制策略的优劣性.

图 8 和表 4 分别为负载扰动下实验对比图和输出电压暂态变化. 由图 8 和表 4 可知, 为了使暂态效果明

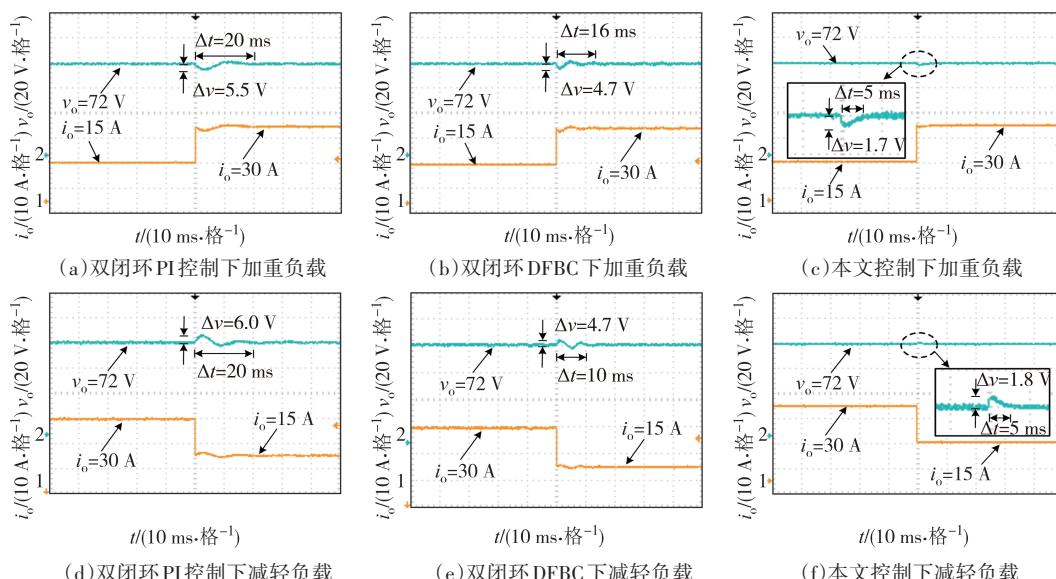


图 8 负载扰动下实验对比图

Fig.8 Experimental comparison diagram under load disturbance

显,负载电流由15 A跳变为30 A,然后由30 A跳变为15 A.在双闭环PI控制下,其输出电压超调最大为6.0 V,对应超调时间为20 ms;采用双闭环DFBC,使得最大输出电压超调为4.7 V,对应超调时间为16 ms;在本文所提控制策略下,输出电压的最大输出电压超调降至1.8 V,其对应超调时间仅为5 ms.由此可见,本文所提控制策略相较于前两种传统控制策略具备更好的抗负载扰动特性和动态性能.

表5和图9分别为输入电压扰动下输出电压暂态

表4 负载扰动下输出电压暂态变化实验值

Tab.4 Experimental value of output voltage transient change under load disturbance

控制策略	扰动时间	输出电压超调/V	超调时间/ms
双闭环PI控制		5.5	20
双闭环DFBC	15 A跳变至30 A	4.7	16
本文控制		1.7	5
双闭环PI控制		6.0	20
双闭环DFBC	30 A跳变至15 A	4.7	10
本文控制		1.8	5

变化实验值和实验对比图.由表5和图9可知,输入电压由40 V跳变为55 V,而后由55 V跳变为40 V.在双闭环PI控制策略下,由于受到输入电压扰动影响,输出电压最大超调量达到5.5 V,对应超调时间为11 ms;采用双闭环DFBC策略可使输出电压超调量有所降低,达到4.5 V,超调时间为8 ms;若采用本文控制策略,则可将输出电压超调量降至2.0 V,其对应超调时间为4 ms.分析数据发现,相较于前两者控制策略,本文所提控制策略在抵抗输入电压扰动方面具有明显的优越性.

表5 输入电压扰动下输出电压暂态变化实验值

Tab.5 Experimental value of output voltage transient change under input voltage disturbance

控制策略	扰动时间	输出电压超调/V	超调时间/ms
双闭环PI控制		3.7	15
双闭环DFBC	40 V跳变至55 V	3.0	8
本文控制		2.0	1.5
双闭环PI控制		5.5	11
双闭环DFBC	55 V跳变至40 V	4.5	8
本文控制		2.0	4

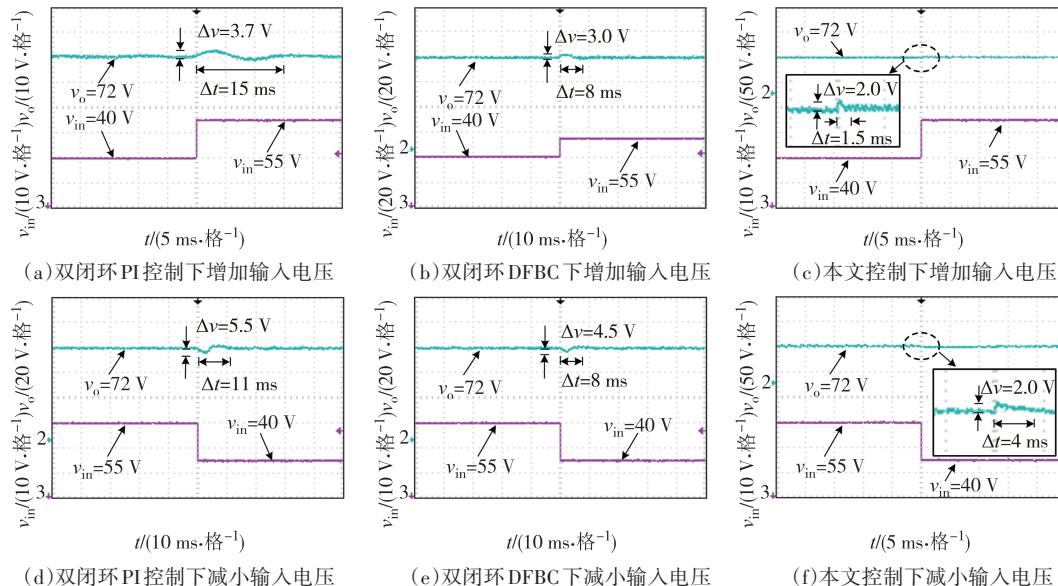


图9 输入电压扰动下实验对比图

Fig.9 Experimental comparison diagram under input voltage disturbance

7 结论

为了更好地解决双向DC-DC变换器抗扰问题,本文提出了一种基于CFT-ESO的微分平坦和改进型超螺旋滑模双闭环复合控制策略,通过理论分析以及对比实验证明了本文所提控制策略在抵抗扰动

方面的优越性,可以得出如下结论:

- 1)本文采用双闭环控制系统,且在外环控制器中利用能量建模,提高了控制系统的暂态响应过程.同时,通过采用改进超螺旋滑模趋近律,改善由抖振所导致的系统稳态性能下降问题,提高系统的抗扰能力.
- 2)引入有限时间收敛扩张状态观测器提高了传

统扩张状态观测器的估计性能,通过级联有限时间扩张状态观测器进一步估计集总扰动,提高了估计精度.

3)通过对分析本文控制策略与传统双闭环PI控制、双闭环DFBC在负载扰动及输入电压扰动下的输出电压超调以及超调时间,可以明显看出,本文控制在抵抗扰动、提高暂态性能方面存在更大的优势,具备较好的工程应用价值.

参考文献

- [1] 黄崇鑫,陈振宇,邓松. 含储能双母线直流微电网电压和功率协调控制[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(11):141–149.
HUANG C X, CHEN Z Y, DENG S. Voltage-power coordinated control of a dual-bus DC microgrid with energy storage [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 141–149. (in Chinese)
- [2] DUAN J J, WANG C, XU H, et al. Distributed control of inverter-interfaced microgrids based on consensus algorithm with improved transient performance [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 1303–1312.
- [3] 翟凡,李桂丹,王议锋,等. 基于直流母线电压信号的小型独立直流微电网自主平滑模式切换控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3105–3117.
ZHAI F, LI G D, WANG Y F, et al. An autonomous and smooth mode switching control strategy based on DC bus signaling for small-scale stand-alone DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3105–3117. (in Chinese)
- [4] KWON M, CHOI S. Control scheme for autonomous and smooth mode switching of bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7094–7104.
- [5] 王成山,李微,王议锋,等. 直流微电网母线电压波动分类及抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报,2017,37(1): 84–98.
WANG C S, LI W, WANG Y F, et al. DC bus voltage fluctuation classification and restraint methods review for DC microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 84–98. (in Chinese)
- [6] 张纯江,暴云飞,孟宪慧,等. 直流微网储能DC/DC变换器的自适应虚拟直流电机控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 12–20.
ZHANG C J, BAO Y F, MENG X H, et al. Adaptive virtual DC machine control for a DC microgrid energy storage DC/DC converter [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 12–20. (in Chinese)
- [7] 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 Y Y, GONG R X, LIU J F. 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)
- [8] 姚志刚,张煜欣,刘涛,等. 三相交错并联三电平DC-DC变换器的ZVS控制[J]. 中国电机工程学报,2020,40(13):4256–4266.
YAO Z G, ZHANG Y X, LIU T, et al. ZVS control of an interleaved three-phase three-level DC-DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40 (13) : 4256–4266. (in Chinese)
- [9] MA P H, LIANG W J, CHEN H, et al. Interleaved high step-up boost converter [J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19(3): 665–675.
- [10] 张世欣,皇金锋,杨艺. 基于平坦理论的直流微电网双向DC-DC变换器改进滑模自抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 107–116.
ZHANG S X, HUANG J F, YANG Y. Improved sliding mode and active disturbance rejection control based on flatness theory for a bi-directional DC-DC converter in a DC microgrid [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51 (5) : 107–116. (in Chinese)
- [11] YIN Y Q, MAO J F, LIU R D. Multivariable-feedback sliding-mode control of bidirectional DC/DC converter in DC microgrid for improved stability with dynamic constant power load [J]. Electronics, 2022, 11(21):3455.
- [12] 杨艺,皇金锋. 基于微分平坦理论的直流微电网母线电压控制[J]. 电力系统及其自动化学报,2022,34(11):66–73.
YANG Y, HUANG J F. Bus voltage control of DC microgrid based on differential flatness theory [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022,34(11):66–73. (in Chinese)
- [13] 申景潮,胡健,胡敬梁,等. 直流微电网储能装置双向DC-DC变换器参数自适应反步控制[J]. 储能科学与技术, 2022, 11(5): 1512–1522.
SHEN J C, HU J, HU J L, et al. Parameter adaptive backstepping control of bidirectional DC-DC converter for DC microgrid energy storage device [J]. Energy Storage Science and Technology, 2022, 11(5) : 1512–1522. (in Chinese)
- [14] 杨翔宇,肖先勇,马俊鹏,等. 基于电感电流反馈的双向DC-DC变换器下垂控制[J]. 中国电机工程学报,2020,40(8): 2638–2647.
YANG X Y, XIAO X Y, MA J P, et al. Droop control of bi-directional DC-DC converters based on inductive current feedback [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40 (8) : 2638–2647. (in Chinese)
- [15] MUNGORN P, SIKKABUT S, YODWONG B, et al. Photovoltaic power control based on differential flatness approach of multiphase interleaved boost converter for grid connected applications [C]// 2015 International Conference on Clean Electrical Power

- (ICCEP), June 16–18, 2015. Taormina, Italy: IEEE, 2015: 574–579.
- [16] YODWONG B, THOUNTHONG P, GUILBERT D, et al. Differential flatness-based cascade energy/current control of battery/supercapacitor hybrid source for modern e-vehicle applications[J]. Mathematics, 2020, 8(5):1–18.
- [17] KALI Y, SAAD M, BENJELLOUN K. Optimal super-twisting algorithm with time delay estimation for robot manipulators based on feedback linearization[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2018, 108:87–99.
- [18] 张鹏,刘小松,董博,等. 探测器软着陆小行星的自适应超螺旋控制[J]. 吉林大学学报(工学版),2016,46(5):1609–1615.
ZHANG P, LIU X S, DONG B, et al. Adaptive super-twisting control for spacecraft soft landing on asteroids[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2016, 46(5): 1609–1615. (in Chinese)
- [19] 赵静,林智昌,姜斌,等. 永磁同步直线电机的分数阶超螺旋滑模控制[J]. 控制理论与应用,2023,40(7):1224–1232.
ZHAO J, LIN Z C, JIANG B, et al. Fractional order super-twisting sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(7) : 1224–1232. (in Chinese)
- [20] 周雪松,刘乾,马幼捷,等. 基于改进自抗扰的光伏并网逆变器直流母线电压控制[J]. 太阳能学报,2022,43(10):65–72.
ZHOU X S, LIU Q, MA Y J, et al. DC-link voltage control of photovoltaic grid-connected inverter based on improved active disturbance rejection [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022,
- 43(10): 65–72. (in Chinese)
- [21] 朱良红,张国强,李宇欣,等. 基于级联扩张观测器的永磁电机无传感器自抗扰控制策略[J]. 电工技术学报,2022,37(18): 4614–4624.
ZHU L H, ZHANG G Q, LI Y X, et al. Active disturbance rejection control for position sensorless permanent magnet synchronous motor drives based on cascade extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18) : 4614–4624. (in Chinese)
- [22] HOU Q K, DING S H. Finite-time extended state observer-based super-twisting sliding mode controller for PMSM drives with inertia identification [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2):1918–1929.
- [23] 吴忠,李红,左鹏,等. DC/DC升压变换器串级控制[J]. 中国电机工程学报,2002,22(1):110–115.
WU Z, LI H, ZUO P, et al. Cascade control of DC/DC boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1):110–115. (in Chinese)
- [24] 何芝强. PID控制器参数整定方法及其应用研究[D]. 杭州:浙江大学,2005.
HE Z Q. Research on parameter tuning method of PID controller and its application [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005. (in Chinese)
- [25] 刘陆,丁世宏,李世华. 高阶滑模控制理论综述[J]. 控制理论与应用,2022,39(12):2193–2201.
LIU L, DING S H, LI S H. A survey for high-order sliding mode control theory[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(12) : 2193–2201. (in Chinese)