

基于自抗扰控制的双向 DC-DC 变换器 并联均流控制*

王 创¹, 景妍妍²

(1. 国网江苏省电力有限公司扬州供电分公司, 江苏 扬州 225009;

2. 南京邮电大学 通达学院, 江苏 扬州 225127)

摘 要: 双向 DC-DC 变换器作为微电网的重要组成部分, 可以实现各个微源之间的能量流动, 但变换器并联运行时存在均流问题。为了解决双向 DC-DC 变换器的抗扰能力和均流控制效果, 在建立双向 DC-DC 变换器数学模型的基础上, 设计了一种电压电流双闭环自抗扰控制 (ADRC) 策略, 同时考虑双向 DC-DC 变换器并联运行的均流特性, 将 ADRC 与中间电流均流控制相结合, 提出了一种适用于 DC-DC 变换器的自抗扰均流控制算法。仿真结果表明, 与传统 PI 控制系统相比, 该控制系统具有更优的快速性、鲁棒性和适应性。

关键词: 双向 DC-DC 变换器; 自抗扰控制; 均流; 储能系统; 微电网

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)05-0094-06

doi: 10.12177/emca.2019.176

Parallel Current Sharing Control of Bidirectional DC-DC Converter Based on Active Disturbance Rejection Control*

WANG Chuang¹, JING Yanyan²

(1. Yangzhou Power Supply Branch of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Yangzhou 225009, China;

2. Tongda College of Nanjing University of Posts and Telecommunications, Yangzhou 225127, China)

Abstract: As an important part of microgrid, bidirectional DC-DC converter can realize the energy flow among various micro sources. However, current sharing problem exists when the converter is operated in parallel. In order to improve the anti-disturbance ability and current sharing control effect of bidirectional DC-DC converter, based on the mathematical model of bidirectional DC-DC converter, a voltage-current double-closed-loop active disturbance rejection control (ADRC) strategy is designed. Considering the current sharing characteristic of parallel operation of bidirectional DC-DC converter, an ADRC current sharing control algorithm for DC-DC converter is proposed by combining ADRC and intermediate current sharing control. The simulation results show that the proposed control system has better rapidity, robustness and adaptability than the traditional PI control system.

Key words: bidirectional DC-DC converter; active disturbance rejection control (ADRC); current sharing; energy storage system; microgrid

0 引 言

储能系统作为微电网的重要组成部分, 可以提高微电网运行的稳定性, 也可以利用双向 DC-

DC 变换器实现与各个微源之间能量流动, 从而增加可再生能源的利用率^[1-2]。对于大容量储能系统, 单独的变换器受限于功率容量要求, 通常采用多个并联进行扩容, 但这也带来新的问题和挑战,

收稿日期: 2019-12-18; 收到修改稿日期: 2020-02-12

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51507188)

作者简介: 王 创 (1992—), 男, 硕士, 研究方向为柔性直流输电与变换器控制。

尤其是变换器并联运行时的均流问题^[3], 导致流经 DC-DC 变换器的电流不相等, 特别是当双向 DC-DC 变换器一端接储能系统时, 将会导致储能系统的充放电过程有差别, 造成流经电流大的变换器和储能系统损害。另外, 诸如光伏、风电等微电网中常见的微源, 具有间歇性、随机性特点, 很容易受到外界环境的影响, 对 DC-DC 变换器控制的动态性能提出了严格的要求。

目前较为成熟的传统 PI 控制技术, 由于控制器参数设计简单, 且使用中不需精确的系统模型参数等优点。所以广泛应用, 且能够满足大多数系统的性能要求^[4-6]。但是, 双向 DC-DC 变换器是一种时变非线性电路, 传统基于误差的线性反馈控制算法无法取得满意效果。自抗扰控制 (ADRC)^[7-8] 作为一种新型的非线性控制, 不依赖于系统模型, 适用于高度非线性及非参数化的不确定系统对象, 且具有较高的控制精度及较强的鲁棒性^[9]。本文针对目前常用的 H 桥双向 DC-DC 变换器, 设计了一种基于 ADRC 的电压和电流双闭环控制的控制策略, 同时为了实现变换器并联运行时的均流问题, 将中间电流均流控制算法和 ADRC 相结合, 设计了一种适用于 DC-DC 变换器并联运行的均流控制策略, 并通过 MATLAB/Simulink 平台对所提控制策略进行了仿真验证。

1 系统结构及工作原理

采用双向 DC-DC 变换器的储能装置是微电网系统的重要组成部分, 其主要作用是实现能量的双向流动。当微源发出的能量大于负载所需要的能量时, 此时多余的能量可以使储能装置通过双向 DC-DC 变换器把多余的能量存储到储能系统。相反, 微源发出的能量不足以满足负载所需要的能量时, 缺少的能量可以让储能装置通过双向 DC-DC 变换器提供能量不足部分。含有储能装置的双向 DC-DC 变换器并联系统结构图如图 1 所示。该系统主要有储能系统、双向 DC-DC 变换器、外部系统, 其中外部系统主要由微源和负载组成。

由图 1 可看出, 双向 DC-DC 变换器是储能装置的核心部分, 通过对双向 DC-DC 变换器的控制来实现能量在直流母线、负载和储能介质之间的双向流动, 达到稳定直流母线电压的目的。

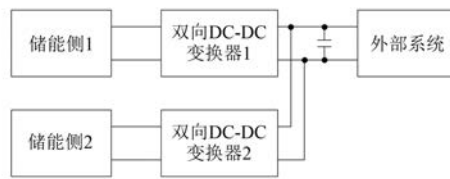


图 1 含有储能装置的双向 DC-DC 变换器并联系统结构图

2 双向 DC-DC 变换器的数学建模

双向 DC-DC 变换器结构如图 2 所示。

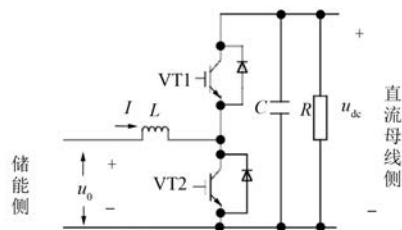


图 2 双向 DC-DC 变换器结构

图 2 中, 右侧为直流母线侧, 左侧为储能侧, 能量流向是双向的^[10-11]。在对 DC-DC 变换器进行结构选择时, 运用图 2 的变换器来进行数学建模。 R 为负载侧的电阻, C 为负载侧电容, L 为储能侧电感, I 为电感上流过的电流。变换器包括不同的工作模式, 具体内容可以概括为升压模式 (Boost) 和降压模式 (Buck)。

假设右侧的功率存在结余, 能量从母线侧开始, 朝着左侧储能侧进行流动, DC-DC 变换器将在 Buck 模式下进行工作。此时电路中的 VT2 管进行关断操作, VT1 管在正常工作状态, 可以采用调节电路中 VT1 管驱动脉冲的占空比来完成对 DC-DC 变换器的控制。电压降落过程中, 超级电容以及蓄电池实现电能储入, Buck 模式下的能量流向图如图 3 所示。

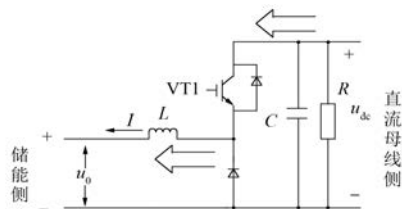


图 3 Buck 模式下的能量流向图

双向 DC-DC 变换器工作在 Buck 模式下, 有:

$$u_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} u_{dc} \quad (1)$$

式中: u_o 为储能元件端电压; t_{on} 为 VT1 管处于通态的时间; t_{off} 为 VT1 管处于断开的的时间; u_{dc} 为直流母线电压。

假设右侧功率不足, 则通过超级电容以及电池提供电能。VT1 管进行关断处理, VT2 管保持着原有的工作状态, 超级电容以及蓄电池进行放电, Boost 模式下的能量流向图如图 4 所示。

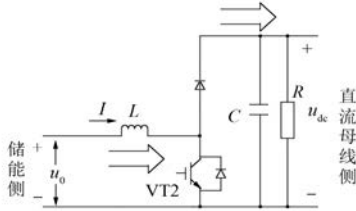


图 4 Boost 模式下的能量流向图

双向 DC-DC 变换器工作在 Boost 模式下, 有:

$$u_{dc} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} u_o \quad (2)$$

由图 4 可以看出, 当电路工作在 Boost 状态, VT1 管关断, VT2 管工作。通过调制 VT2 管的占空比 D 来实现储能元件的放电。设 VT2 管的占空比为 D , $D = T_{on}/T$, 其中 T_{on} 为 VT2 管的导通时间; I 为流入储能测的电流; U_o 为储能侧的端电压; U_{dc} 为直流母线的电压。

当 VT2 管处于 T_{on} 的时间周期时, 以电流 I 作为状态变量, 可以得到状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_o \quad (3)$$

当 VT2 管处于 T_{off} 的时间周期时, 得到状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_o \quad (4)$$

采用平均状态法得:

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_o \quad (5)$$

由式(5)可得:

$$L \frac{dI}{dt} = U_o - (1-D) U_{dc} \quad (6)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{RC} + \frac{1-D}{C} I \quad (7)$$

同理, 由图 3 可以看出, 当电路工作在 Buck 状态下, VT1 管工作, VT2 关断, 只需要控制 VT1 管的占空比 D' 即可。可以推出:

$$L \frac{dI}{dt} = -U_o + D' \times U_{dc} \quad (8)$$

$$\frac{dU_o}{dt} = \frac{U_o}{R_1 C_1} - \frac{D'}{C_1} I \quad (9)$$

分别对式(6)和式(7)进行频域变换得到 Boost 模式下的小信号传递函数为

$$G_{U_{dc}, D}(s) = \frac{\hat{U}_{dc}(s)}{\hat{D}(s)} \bigg|_{\hat{U}_0(s)=0} = \frac{U_{dc} \left\{ (1-D) - \frac{L}{R(1-D)} S \right\}}{LCS^2 + LS/R + (1-D)^2} \quad (10)$$

$$G_{I, D}(s) = \frac{\hat{I}(s)}{\hat{D}(s)} \bigg|_{\hat{U}_0(s)=0} = \frac{U_{dc}(CS + 2/R)}{LCS^2 + LS/R + (1-D)^2} \quad (11)$$

$$G_{U_{dc}, I}(s) = \frac{\hat{U}_{dc}(s)}{\hat{I}(s)} \bigg|_{\hat{U}_0(s)=0} = \frac{R(1-D) - \frac{L}{1-D} S}{2 + RCS} \quad (12)$$

同理, 在 Buck 模式下 VT1 的占空比为 D' , 其小信号传递函数为

$$G_{U_o, D'}(s) = \frac{\hat{U}_o(s)}{\hat{D}'(s)} \bigg|_{\hat{U}_{dc}(s)=0} = \frac{U_{dc}}{LC_1 S^2 + LS/R_1 + 1} \quad (13)$$

$$G_{I, D'}(s) = \frac{\hat{I}(s)}{\hat{D}'(s)} \bigg|_{\hat{U}_{dc}(s)=0} = \frac{U_{dc}(SC_1 + 1/R_1)}{LC_1 S^2 + LS/R_1 + 1} \quad (14)$$

3 基于 ADRC 的并联均流控制

3.1 ADRC 器设计

为了获得较好的控制性能, 利用 ADRC 的优点, 考虑储能系统的实际情况, 即存在充电和放电

的工作过程,在文献[1]的基础上设计了双向 DC-DC 变换器 ADRC 的控制框图,如图 5 所示。图 5 中, u_{dc}^* 和 u_{dc} 分别为直流母线的参考电压和实际电压, i_L 为电感电流。从图 5 可以看到,该控制算法可以根据电流的方向进行工作模式的选择,从而实现储能系统的充电和放电过程。

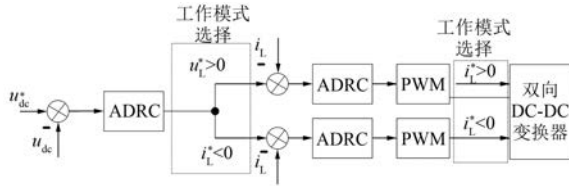


图 5 双向 DC-DC 变换器 ADRC 控制框图

根据双向 DC-DC 变换器的数学表达式,结合二阶 ADRC 的基本原理,即 ADRC 器由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性反馈控制器(NLSEF)这 3 部分组成。具体控制框图如图 6 所示。

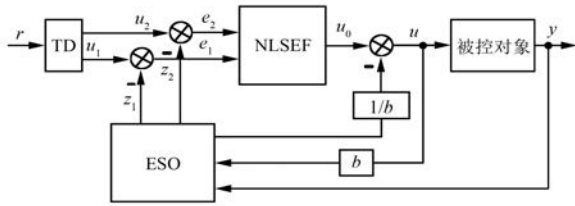


图 6 二阶 ADRC 器控制框图

3.1.1 TD 设计

TD 的作用是对参考值(u_{dc}^* 和 i_L^*)信号进行跟踪,以解决控制系统中存在超调和快速性之间的矛盾。具体表达式^[8]为

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = fhan(x_1, x_2, r, h_0) \\ x_1 = v_1 - v_0 \\ x_2 = v_2 \end{cases} \quad (15)$$

式中: v_2 为 v_1 的微分信号; $fhan()$ 为最速控制函数; r 为速度跟踪因子; h_0 为控制器参数,可取适当大于步长 h 的值; v_1 为 v_0 的跟踪信号; v_0 为参考值信号。

3.1.2 ESO 设计

ESO 的主要作用是精确跟踪电压环和电流环的实际电压 u_{dc} 和实际电流 i_L , 并且估计出系统的内外扰动量,具体表达式^[8]为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}fal\left(e, \frac{1}{2}, \delta\right) \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}fal\left(e, \frac{1}{4}, \delta\right) + bu \end{cases} \quad (16)$$

式中: z_1, z_2 为实际电压 u_{dc} 和电流 i_L 的跟踪信号和微分信号; z_3 为总扰动的观测; $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 为状态观测器的参数。

$fal(\varepsilon, \alpha, \delta)$ 函数形如下:

$$fal(x, a, \delta) = \begin{cases} |x|^a \text{sign}x, & |x| > \delta, \quad \delta > 0 \\ \frac{x}{\delta^{(1-a)}}, & |x| \leq \delta \end{cases} \quad (17)$$

3.1.3 NLSEF 设计

NLSEF 的主要作用为根据 TD 及 ESO 的输出,得到系统的目标值与反馈值之间的误差及微分信号,再通过线性与非线性组合误差信号,得到系统反馈控制率,达到无需“积分环节”依然能实现无静差的效果。具体表达式^[8]为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ fe_1 = fal(e_1, \alpha_1, \delta_1) \\ fe_2 = fal(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u_0 = \beta_1 fe_1 + \beta_2 fe_2 \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \end{cases} \quad (18)$$

式中: e_1 为误差信号; e_2 为微分误差信号; α_1, α_2 为非线性因子; δ_1, δ_2 为滤波因子; u 为补偿控制量。

3.2 双向 DC-DC 变换器并联均流控制

为了实现双向 DC-DC 变换器并联均流控制,在文献[3]的基础上设计了一种基于 ADRC 的中间电流均流控制方法,具体控制框图如图 7 所示。

图 7 中, $I_{\max} = \max\{I_{L1}, I_{L2}\}$ 为最大电流满足, I_{L1}, I_{L2} 分别是 2 个并联的 DC-DC 变换器的电感电流, $\Delta I_{\max} = \max\{I_{\max} - I_{L1}, I_{\max} - I_{L2}\}$ 为最大电流差值, $I_{\text{mid}} = (I_{\max} - \Delta I_{\max})/2$ 为中间电流,并以此变量作为 ADRC 的参考电流,采用 ADRC 来实时调节 I_{mid} 与输出电流 I_{out} 之间的差值。直到差值满足均流精度要求时,即实现了均流控制。

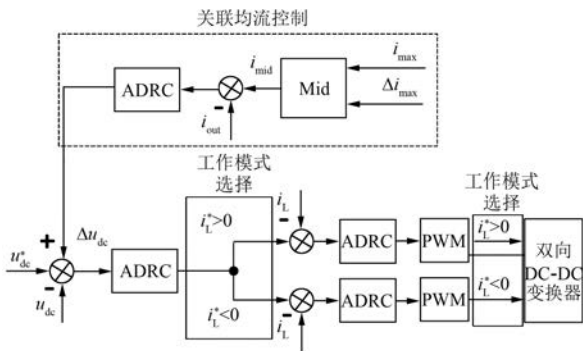


图 7 双向 DC-DC 变换器并联均流控制框图

4 仿真验证

为了验证所提基于 ADRC 的双向 DC-DC 变换器并联运行时均流控制效果,根据图 7 在 MATLAB/Simulink 软件下搭建系统的仿真模型。储能侧采用蓄电池作为直流侧电源,蓄电池的参数设置为标称电压为 96 V,额定容量为 160 A·h,内部初始电量为 80%,且并联运行时 2 个蓄电池的参数设置一样。双向 DC-DC 变换器的参数设置为电感 $L=1\text{ mH}$,PWM 开关频率设置为 10 kHz,直流母线参考电压设置为 220 V。另外,为了验证 ADRC 的优越性能,在仿真中电气参数保持相同的情况下,与 PI 控制进行对比分析。

4.1 放电过程均流性能分析

为了验证储能系统放电过程中的动态性能,仿真中假设初始时刻,双向 DC-DC 变换器并联运行, $t=0.3\text{ s}$ 时只有一个双向 DC-DC 变换器工作, $t=0.6\text{ s}$ 时双向 DC-DC 变换器再次并联运行。图 8 和图 9 所示分别为采用 PI 控制和 ADRC 的仿

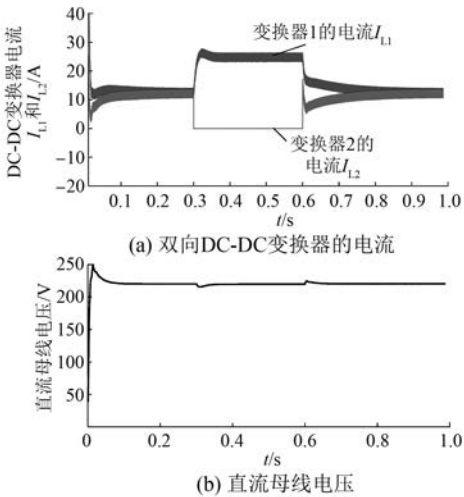


图 8 放电过程 PI 控制的仿真结果

真结果。

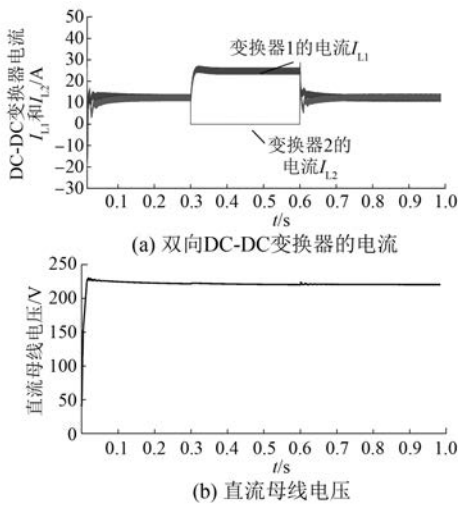


图 9 放电过程均流 ADRC 的仿真结果

从图 8 和图 9 可以明显看出,相比传统 PI 控制,采用 ADRC 算法时直流母线电压超调量更小,且具有较好的抗扰能力。另外,采用 PI 控制时,虽然能够实现并联运行的均流控制,但调节时间较长,相反采用 ADRC 时均流控制的调节时间较短,且具有较好的动态性能。

4.2 充电过程均流性能分析

为了验证储能系统充电过程中的动态性能,仿真中同样假设初始时刻双向 DC-DC 变换器并联运行, $t=0.3\text{ s}$ 时只有一个双向 DC-DC 变换器工作, $t=0.6\text{ s}$ 时双向 DC-DC 变换器再次并联运行。图 10 和图 11 所示分别为采用 PI 控制和 ADRC 的仿真结果。

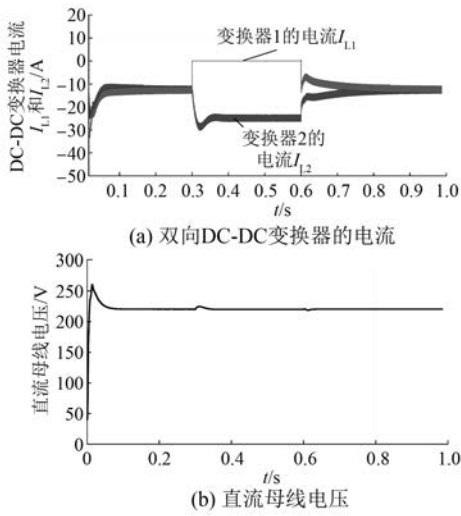


图 10 充电过程 PI 控制的仿真结果

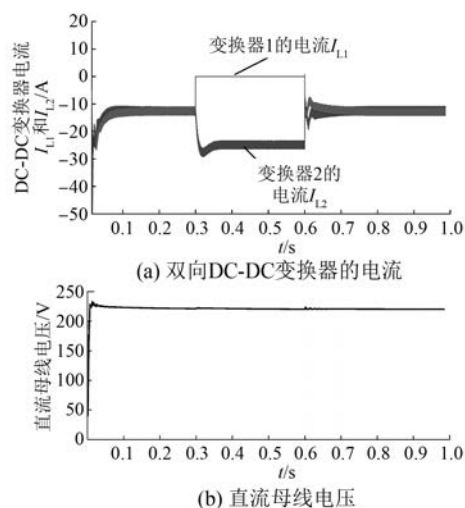


图 11 充电过程均流 ADRC 的仿真结果

通过对比图 10 和图 11 可以看出,相比传统 PI 控制,采用 ADRC 算法时直流母线电压超调量更小,均流控制性能也较好。

4.3 充放电过程均流性能分析

为了验证储能系统充放电过程中的动态性能,仿真中假设初始时刻,双向 DC-DC 变换器并联运行于放电状态, $t=0.3$ s 时并联运行于充电状态, $t=0.6$ s 时双向 DC-DC 变换器再次并联运行于放电状态。仿真结果如图 12 和图 13 所示。

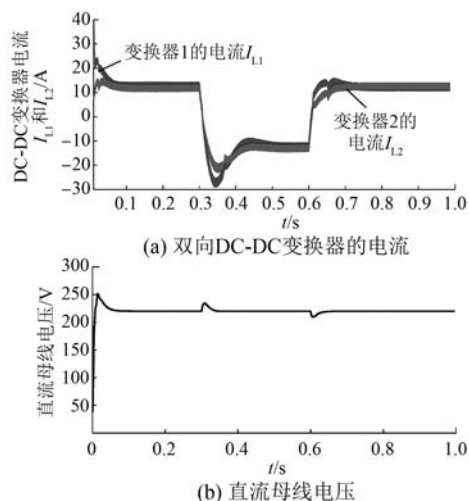


图 12 充放电过程 PI 控制的仿真结果

从图 12 和图 13 可以看出,相比传统 PI 控制,无论是直流母线电压的动态性能,还是变换器并联运行时的均流特性,采用 ADRC 算法均具备较好的抗扰动力和动态调节能力。

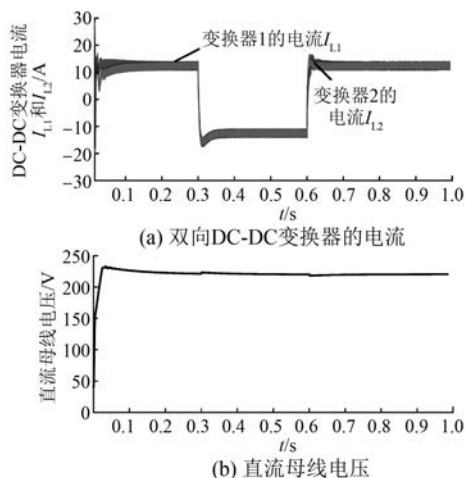


图 13 充放电过程均流 ADRC 的仿真结果

5 结 语

针对含有储能系统的双向 DC-DC 变换器并联运行时的均流问题,本文将 ADRC 和中间电流均流控制相结合,提出了一种双向 DC-DC 变换器均流 ADRC 方法,并从理论和软件仿真上验证了该控制策略的稳定性和优势,由此得出如下结论:

(1) 无论在充电、放电还是充放电的过程,基于 ADRC 的电压环和电流环双闭环控制均具有较好的动、静态性能,提高了系统的控制性能。

(2) 基于 ADRC 的中间电流均流控制策略能够实现较好的均流效果。与传统 PI 控制相比,动态响应速度较快、抗扰动力更强。

【参考文献】

- [1] 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.
- [2] 梅杨,陈丽莎,黄伟超,等.级联式双向 DC-DC 变换器的优化控制方法[J].电工技术学报,2017,32(19): 153.
- [3] 张强,张敬南,姚绪梁,等.双均流母线的均流电路及其控制方法[J].哈尔滨工程大学学报,2014,35(2): 202.
- [4] 贤燕华,冯久超.直流变换器的区域极点配置鲁棒 PID 控制算法[J].东北大学学报(自然科学版),2013,34(10): 1369.

(下转第 110 页)