

# 光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究

杨 惠, 骆 姗, 孙向东, 张 琦, 钟彦儒

(西安理工大学电气工程系, 西安 710048)

**摘 要:** 为了提高光伏储能系统的快速性和抗干扰能力,同时考虑到双向变换器的非线性特性,在建立双向 DC-DC 变换器数学模型的基础上,提出一种基于自抗扰控制器(active disturbance rejection control, ADRC)的双向 DC-DC 变换器控制方法,设计适用于光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制器,并对系统进行实验验证。实验结果表明基于 ADRC 的控制策略能有效抑制直流母线电压波动和冲击,提高光伏储能系统的动态性能和抗干扰能力。

**关键词:** 光伏发电; 储能; DC-DC 变换器; 自抗扰控制

**中图分类号:** TM46

**文献标识码:** A

## 0 引 言

光伏阵列的输出功率具有较强的非线性和间歇性,在独立光伏发电系统中配置一定容量的储能装置能很好地解决光伏发电系统输出功率随机变化引起的直流母线电压波动问题,从而实现光伏发电系统输出稳定和高效的目标。双向 DC-DC 变换器作为储能装置的核心部分,是连接直流母线和储能介质的桥梁,因此双向 DC-DC 变换器的控制策略研究受到越来越多的关注。

文献[1]提出改进的单周期控制策略在双向大变比直流变换器中的应用,可有效改善负载的动态响应能力。文献[2~4]以直流微电网为研究对象,针对直流微网中母线电压的波动问题,分析系统中各种变换器的非线性特性,提出基于滑模控制器的双向 DC-DC 变换器控制策略,解决了传统线性 PI 控制的不足,但滑模控制固有的高频抖振问题制约了系统频率的进一步提升。文献[5]以含蓄电池和超级电容器混合储能装置的燃料电池系统为研究对象,提出了模型参考自适应与滞环控制相结合的控制策略,提高了负载变化时的系统性能,但未考虑输入电压扰动对系统性能的影响。文献[6]提出一种基于非隔离双向 DC-DC 变换器大信号非线性模型的状态反馈控制方法,可快速、准确、无超调地

跟踪功率指令,控制器设计对系统参数不敏感,对直流高压侧电压扰动、负载突变等工况具有较强的抗干扰能力。文献[7]针对级联式双向 DC-DC 变换器的实际控制需求,提出了传统 PI 与模型预测控制相结合的控制策略,简化了控制结构,改善了系统的动态性能,但系统输出的电流纹波相对较大。文献[8]针对独立光伏发电系统,提出一种双向变换器的双向选通控制和延时同步整流控制策略,该控制方法能实现对蓄电池充放电的有效控制、保护蓄电池不受损坏、延长蓄电池的使用寿命,但并未对输入电压波动和负载变化的工况进行实验验证。文献[9]研究了电动汽车中开关管死区时间对储能系统的影响,提出了增益可调整的 PI 控制策略,解决了双向变换器在不同工作模式下的电流纹波问题,但并未改变 PI 控制器的线性特征。文献[10]研究了基于多模块多电平双向 DC-DC 变换器的超级电容器储能系统,对超级电容器组的均压控制和系统的能量管理策略进行了详细分析,但并未考虑系统在输入扰动和负载变化时的系统性能。

然而,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<sup>[11]</sup>,不仅动态响应慢,而且电路参数变化时有可能出现分岔或混沌等非线性现象,导致电压或电流的纹波系数变大。此外,光伏发电系统存在输

收稿日期: 2017-11-06

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51577155)

通信作者: 杨 惠(1978—),女,博士研究生、讲师,主要从事新能源发电与储能技术方面的研究。ivy yang@xaut.edu.cn

出电压变化范围宽,负载突变以及负载非线性特点,因此有必要对双向 DC-DC 变换器进行非线性控制。

针对上述问题,本文提出一种用于光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法。基于扩张状态观测器(ESO)的自抗扰控制是一种非线性鲁棒控制技术,能给系统安排合适的过渡过程,实现快速无超调的输出,改善控制器的鲁棒性和适应性。将自抗扰控制器引入含有储能装置的光伏发电系统,可有效解决由光伏输出的不确定性和负载突变引起的直流母线电压的波动问题,提高系统的快速性和抗扰能力。实验结果可验证光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法的正确性和有效性。

## 1 系统结构及工作原理

储能装置是独立光伏发电系统的重要组成部分。在光伏输出满足负载需求的情况下,储能装置起到吸收和储存多余能量的作用。在光伏输出无法满足负载需求的情况下,储能装置相当于一个电源,用来补充光伏输出的不足。在无光伏输出的情况下,储能装置是负载唯一的能量来源。图 1 为含储能装置的独立光伏发电系统结构示意图。该系统由光伏阵列、MPPT 电路、负载、双向 DC-DC 变换器和储能介质组成。

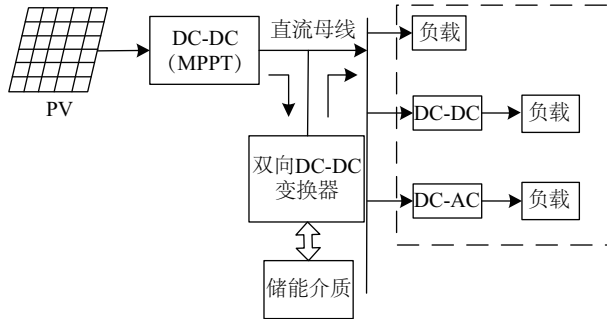


图 1 含储能装置的独立光伏发电系统结构示意图

Fig. 1 Structure diagram of a standalone solar power generation with energy storage devices

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。非隔离型双向变换器具有功率器件少、成本低、可靠性高等优点,因此本文采用非隔离型双向 DC-DC 变换器,拓扑结构如图 2 所示。

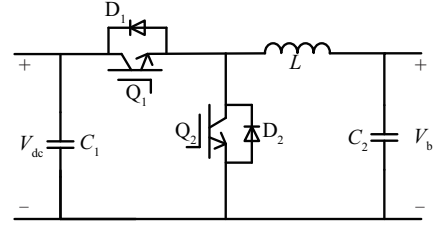


图 2 双向 DC-DC 变换器拓扑

Fig. 2 Topology of the bidirectional DC-DC converter

## 2 双向 DC-DC 变换器的数学模型

由于开关器件和二极管等非线性元件的存在,双向 DC-DC 变换器是一个非线性的电路。对图 2 的非隔离型双向 DC-DC 变换器电路进行建模分析。忽略电感和电容的等效内阻,选取直流母线侧电容电压  $V_{c_1}$ , 蓄电池侧电容电压  $V_{c_2}$  和电感电流  $i_L$  为状态变量,  $V_{dc}$  和  $V_b$  为输入扰动量,分别建立电路工作在 Buck 模式和 Boost 模式下的数学模型。

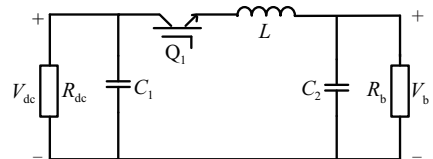
### 2.1 Buck 模式下的数学模型

1) 当开关管  $Q_1$  开通,  $Q_2$  关断,反并联二极管  $D_1$ 、 $D_2$  截止时,电路工作在 Buck 模式,等效电路如图 3a 所示。由基尔霍夫定理可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_{c_1}}{dt} = \frac{1}{R_{dc}C_1}V_{dc} - \frac{1}{C_1}i_L \\ \frac{dV_{c_2}}{dt} = -\frac{1}{R_bC_2}V_b + \frac{1}{C_2}i_L \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{c_1} - \frac{1}{L}V_{c_2} \end{cases} \quad (1)$$

2) 当开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  关断,反并联二极管  $D_1$  截止,  $D_2$  导通时,等效电路如图 3b 所示。由基尔霍夫定理整理得:

$$\begin{cases} \frac{dV_{c_1}}{dt} = \frac{1}{R_{dc}C_1}V_{dc} \\ \frac{dV_{c_2}}{dt} = -\frac{1}{R_bC_2}V_b + \frac{1}{C_2}i_L \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{c_2} \end{cases} \quad (2)$$



a. 状态 1

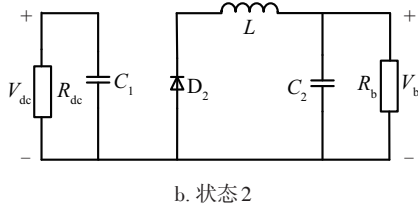


图3 Buck模式时的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit in Buck mode

由状态空间平均法可得电路工作在 Buck 模式时的状态空间平均方程为:

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_{c_1} \\ \dot{V}_{c_2} \\ \dot{i}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{d_{\text{buck}}}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \\ \frac{d_{\text{buck}}}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ i_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{dc}C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_bC_2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} \\ V_b \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中,  $d_{\text{buck}}$ ——双向 DC-DC 变换器工作于 Buck 模式时的占空比;  $R_{dc}$  和  $R_b$ ——直流母线侧和蓄电池侧的等效电阻。

由式(3)经小信号建模,可得电路工作在 Buck 模式时的传递函数如式(4)所示,其中  $d(s)$  为控制量。

$$\begin{cases} G_{id1}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}(C_2s + 1/R_b)}{LC_2s^2 + L/R_b s + 1} \\ G_{vd1}(s) = \frac{V_b(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{LC_2s^2 + L/R_b s + 1} \end{cases} \quad (4)$$

## 2.2 Boost模式下的数学模型

Boost 模式的工作状态与 Buck 模式类似,同理可得电路工作在 Boost 模式时的状态空间平均方程和传递函数表达式如式(5)、式(6)所示。

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_{c_1} \\ \dot{V}_{c_2} \\ \dot{i}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{1-d_{\text{boost}}}{C_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1-d_{\text{boost}}}{L} & \frac{1}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ i_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{R_{dc}C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_bC_2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} \\ V_b \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{cases} G_{id2}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}(C_1s + 1/R_{dc}) + (1-d_{\text{boost}})I_L}{LC_1s^2 + L/R_{dc}s + (1-d_{\text{boost}})^2} \\ G_{vd2}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{d(s)} = \frac{(1-d_{\text{boost}})V_{dc} - LI_Ls}{LC_1s^2 + L/R_{dc}s + (1-d_{\text{boost}})^2} \end{cases} \quad (6)$$

## 3 双向 DC-DC 变换器自抗扰控制策略

对于图 2 所示电路,电流环采用自抗扰控制器,电压环采用 PI 控制器,通过控制电感电流来控制蓄电池的充放电电流,在有效抑制直流母线电压波动的同时可提高系统响应的快速性和抗干扰能力。控制系统框图如图 4 所示。

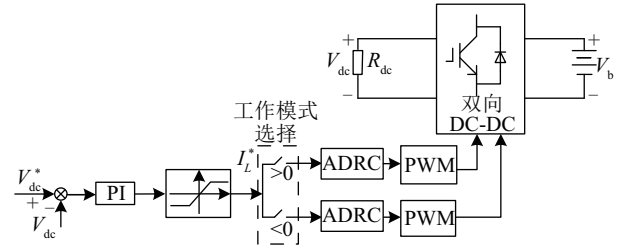


图4 双向 DC-DC 变换器的控制系统框图

Fig. 4 The control system structure diagram of the bidirectional DC-DC converter

根据双向 DC-DC 变换器的数学模型得到基于 ADRC 的闭环控制策略的控制框图,如图 5 所示。

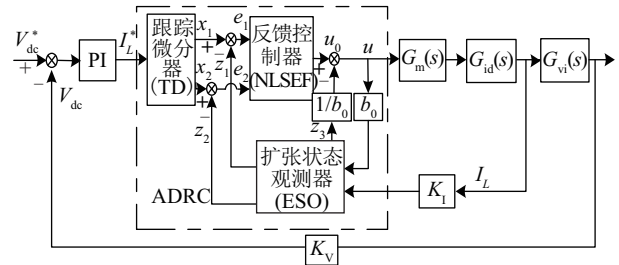


图5 基于 ADRC 的双向 DC-DC 变换器控制框图

Fig. 5 The control diagram of the bidirectional DC-DC converter based on ADRC

图 5 中,  $V_{dc}^*$  和  $I_L^*$  为电压外环和电流内环的给定信号,  $V_{dc}$  和  $I_L$  为电压外环和电流内环的采样信号,  $G_m(s)$  为 PWM 脉宽调制器的传递函数,  $G_{id}(s)$  为控制信号到电感电流的传递函数,  $G_{vi}(s)$  为电感电流到直流母线电压的传递函数,  $K_i$  和  $K_v$  分别为电感电流和直流母线电压的采样系数。自抗扰控制器由跟踪微分器(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。

### 1) 跟踪微分器设计

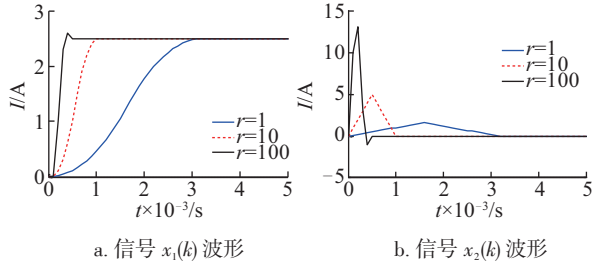
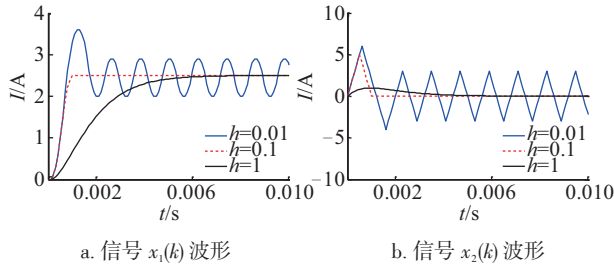
跟踪微分器最主要的作用是安排过渡过程,解决超调和快速性的矛盾,并且提取出  $I_L^*$  的微分信号,其离散化的表达形式为:

$$x_1(k+1) = x_1(k) + T \cdot x_2(k) \quad (7)$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) + T \cdot fh(x_1(k), x_2(k), r, h) \quad (8)$$

式中,  $x_1(k)$  和  $x_2(k)$  ——  $I_L^*$  的跟踪信号和微分信号;  $T$  —— 采样周期, 取值为 0.0001 s;  $r$  —— 速度因子;  $h$  —— 滤波因子;  $fh(x_1(k), x_2(k), r, h)$  —— 最速控制综合函数。

由图 6 可知, 当  $h$  值不变时, 随着速度因子  $r$  值的增大, 跟踪速度越来越快, 但过大的  $r$  值会使  $x_2(k)$  产生较大尖峰。由图 7 可知, 当  $r$  值不变时, 较小的  $h$  值会导致滤波能力变弱, 过大的  $h$  值则会导致  $x_1(k)$  响应速度变慢。因此本系统选择  $r$  值为 10,  $h$  值为 0.1。

a. 信号  $x_1(k)$  波形b. 信号  $x_2(k)$  波形图 6  $h=0.1$ ,  $r$  变化时跟踪微分器输出波形Fig. 6  $h=0.1$ , tracking differentiator output waveforms when  $r$  changesa. 信号  $x_1(k)$  波形b. 信号  $x_2(k)$  波形图 7  $r=10$ ,  $h$  变化时跟踪微分器的输出波形Fig. 7  $r=10$ , tracking differentiator output waveforms when  $h$  changes

## 2) 扩张状态观测器设计

在本系统中, 扩张状态观测器主要的作用是精确跟踪实际电流  $I_L$ , 并且估计出系统的内外扰动量。本文根据双向 DC-DC 变换器的模型设计了三阶扩张状态观测器, 其离散化表达形式为:

$$e(k) = z_1(k) - y(k) \quad (9)$$

$$z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01} \cdot f_{al}(e(k), a_{01}, \delta_0)) \quad (10)$$

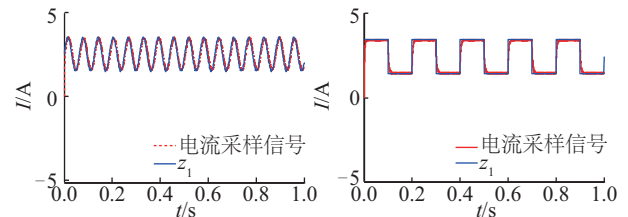
$$z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_{02} \cdot f_{al}(e(k), a_{02}, \delta_0) + b_0 u) \quad (11)$$

$$z_3(k+1) = z_3(k) - h(\beta_{03} \cdot f_{al}(e(k), a_{03}, \delta_0)) \quad (12)$$

$$f_{al}(e, a, \delta) = \begin{cases} |e|^a \cdot \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-a}, & |e| \leq \delta \end{cases}, \delta > 0 \quad (13)$$

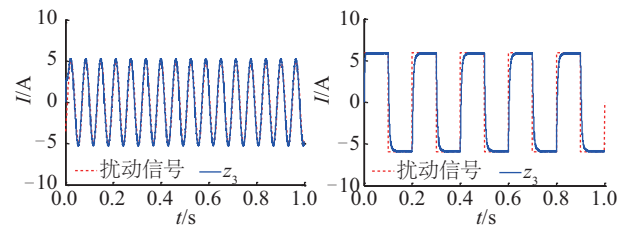
式中,  $z_1(k)$  ——  $I_L$  的跟踪信号;  $z_2(k)$  ——  $I_L$  的微分信号;  $z_3(k)$  —— 估计出来的总扰动量;  $a_{01}$ 、 $a_{02}$  和  $a_{03}$  —— 非线性函数  $f_{al}$  的参数, 当参数小于 1 时, 该函数具有“小误差, 大增益, 大误差, 小增益”的特性, 因此一般选取范围在 0~1 之间, 在本系统中的取值分别为 0.250、0.750 和 0.125;  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$  和  $\beta_{03}$  —— 状态观测器系数,  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$  主要影响状态变量的估计值, 参数过大会使状态变量的估计值产生高频振荡, 参数过小则会使状态变量的估计值振荡发散;  $\beta_{03}$  主要影响扰动的估计值, 参数过大会造成扰动估计值的振荡发散, 参数过小时估计值的跟踪扰动能力会变弱, 一般地选取原则为  $\beta_{01} < \beta_{02} < \beta_{03}$ , 本文中  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$  和  $\beta_{03}$  的取值分别为 10、25、50;  $\delta_0$  —— 线性区间,  $\delta_0$  值越小非线性函数  $f_{al}$  的非线性越大, 此参数一般根据采样周期选取, 本系统中的采样频率为 10 kHz, 因此  $\delta_0$  的取值为 0.0001。

图 8 为实际电流  $I_L$  与其跟踪信号  $z_1(k)$  的对比波形, 由图 8 可看出 ESO 精准地跟踪了  $I_L$ 。图 9 为正弦扰动和方波扰动时实际扰动信号与扩张状态观测器估计出的扰动量  $z_3(k)$  的对比波形, 由图 9 可知 ESO 精准估计了扰动信号。



a. 正弦信号

b. 方波信号

图 8 不同电流采样信号与  $z_1$  的对比波形Fig. 8 Comparison waveforms of  $I_L$  and  $z_1$ 

a. 正弦扰动

b. 方波扰动

图 9 不同扰动信号与  $z_3$  的对比波形Fig. 9 The comparison waveforms of disturbance and  $z_3$



### 3) 非线性反馈控制器设计

如果扩张状态观测器设计的比较合理,则可将系统转化为积分器串联型形式。 $x_1$ 、 $x_2$  分别与扩张状态观测器的输出  $z_1$ 、 $z_2$  作差,两个误差信号  $e_1$  和  $e_2$  在 NLSEF 中进行非线性组合,NLSEF 的目标是设计一种比较合理的非线性组合来生成控制量,达到无需“积分环节”依然能实现无静差的效果。具体的离散化表达式为:

$$e_1 = x_1(k) - z_1(k) \quad (14)$$

$$e_2 = x_2(k) - z_2(k) \quad (15)$$

$$u_0 = k_p \cdot f_{al}(e_1, a_1, \delta) + k_d \cdot f_{al}(e_2, a_2, \delta) \quad (16)$$

$$u = u_1 - \frac{z_3(k)}{b_0} \quad (17)$$

式中,  $a_1$  和  $a_2$  ——非线性函数  $f_{al}$  的参数,与 ESO 中参数的选取原则一样,本系统中的取值分别为 0.625 和 0.35;  $k_p$  和  $k_d$  ——非线性组合的可调参数,取值为 800 和 25。

非线性函数  $f_{al}$  与 ESO 中的相同,使用这种非线性函数作为反馈函数具有优越性,比线性反馈在抑制稳态误差方面更加有效。

## 4 基于自抗扰控制的光伏储能系统实验验证

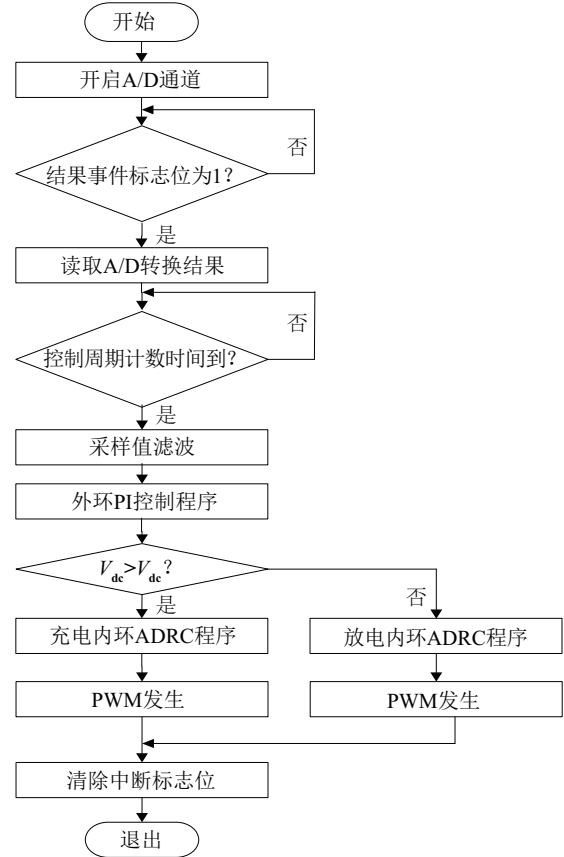
为了进一步验证基于自抗扰控制的光伏储能双向 DC-DC 变换器控制方法的正确性和有效性,搭建基于 XE164FN 的双向 DC-DC 变换器储能系统实验平台,具体实验参数如表 1 所示。

表 1 实验参数

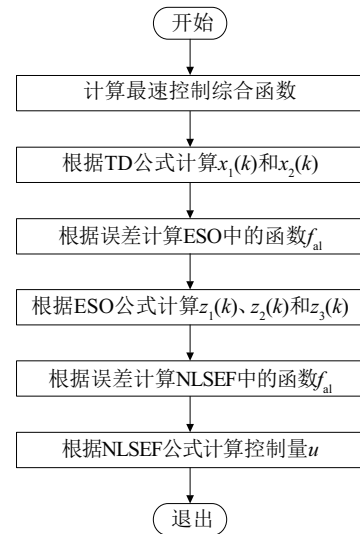
Table 1 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值
直流母线电压/V	50	滤波电容/ $\mu\text{F}$	470
开关频率/kHz	10	负载电阻/ $\Omega$	20
电感/mH	1.2	蓄电池额定电压/V	24

系统的软件流程主要包括系统的初始化、主循环程序、故障保护程序、PWM 中断程序等。其中, PWM 中断程序是软件控制的核心部分,主要完成 A/D 采样、自抗扰控制算法与 PWM 发生功能。图 10 分别给出了 PWM 中断程序和自抗扰控制算法的流程图。



a. PWM 中断程序



b. 自抗扰控制器算法子程序

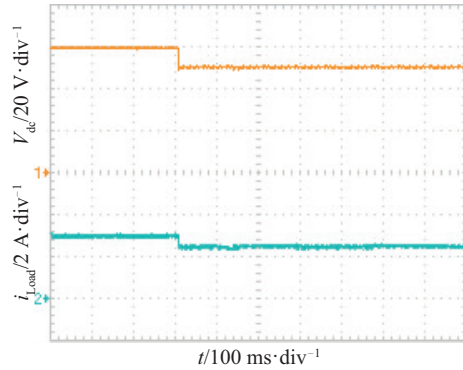
图 10 关键部分软件流程图

Fig. 10 Flowchart of the key software

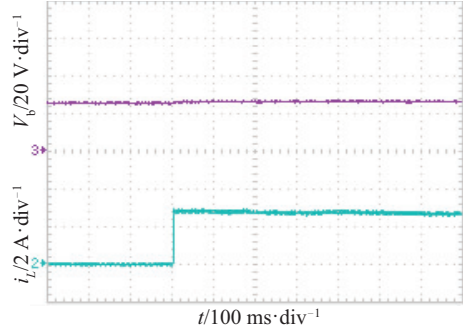
### 4.1 充电模式实验验证

对蓄电池进行闭环充电实验,直流源输入电压为 60 V,蓄电池电压为 24 V,负载电阻为 20  $\Omega$ ,直

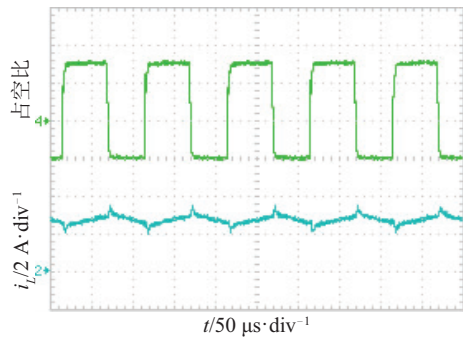
流母线电压给定值为 50 V, 电路工作在充电模式。图 11 为基于 ADRC 的光伏储能系统充电实验波形。由图 11a 可看出, 储能装置投入工作后, 直流母线电压迅速稳定在给定值 50 V, 负载电流 2.5 A。由图 11b 可知, 蓄电池端电压基本保持不变, 电感电流始终为正, 处于充电状态, 验证了基于自抗扰控制的光伏储能双向 DC-DC 变换器控制方法在充电模式中的正确性。



a. 直流母线电压波形和负载电流波形



b. 蓄电池电压波形和电感电流波形



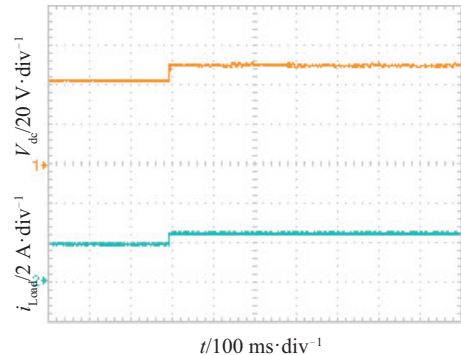
c. 占空比和电感电流波形

图 11 基于 ADRC 控制的光伏储能系统充电实验波形

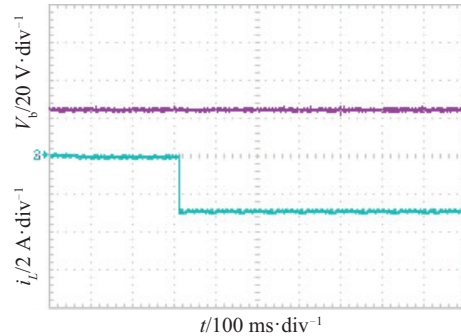
Fig. 11 Waveforms of the solar energy storage system based on ADRC in charging experimental

## 4.2 放电模式实验验证

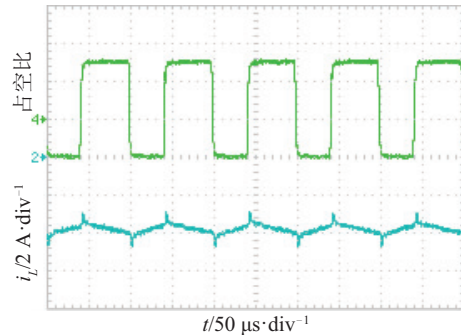
对蓄电池进行闭环放电实验, 直流源输入电压为 40 V 时, 系统其他参数不变。电路工作在放电模式。图 12 为基于 ADRC 的光伏储能系统放电实验波形。由图 12a 可看出, 储能装置投入工作后, 直流母线电压迅速稳定在给定值 50 V, 负载电流为 2.5 A。由图 12b 可知, 蓄电池端电压基本保持不变, 电感电流始终为负, 处于放电状态, 验证了基于自抗扰控制的光伏储能双向 DC-DC 变换器控制方法在放电模式中的正确性。



a. 直流母线电压波形和负载电流波形



b. 蓄电池电压波形和电感电流波形



c. 占空比和电感电流波形

图 12 基于 ADRC 控制的光伏储能系统放电实验波形

Fig. 12 Waveforms of the solar energy storage system based on ADRC in discharging experimental

### 4.3 负载突变时的实验验证

为了验证基于自抗扰控制的双向 DC-DC 变换器控制策略的有效性,对系统进行了负载突变实验,并且将自抗扰控制的结果与传统 PI 控制进行了比较。将电流环中的传统 PI 调节器替换为自抗扰控制器,其他参数保持一致,并且在本系统中将 PI 调节器的 PI 参数调至最佳,完成了充电模式和放电模式下的实验验证。

#### 1) 充电模式实验验证

直流源输入电压为 60 V,直流母线电压给定值为 50 V,负载电阻由 40  $\Omega$  突变到 20  $\Omega$ ,再由 20  $\Omega$  突变到 40  $\Omega$ ,系统工作在充电模式。图 13 分别给出了 2 种不同控制策略下的储能系统实验波形。由图 13 可看出,无论是突增负载还是突减负载,当系统工作在充电模式时,系统直流母线电压均能稳定在给定值 50 V,但在切换瞬间,直流母线电压均有一个瞬间的电压变化,之后恢复至给定电压,同时电感电流也将迅速由原来的状态过渡到新的稳态,但自抗扰控制算法相较于 PI 控制算法具有更快的动态响应速度和更小的超调量。其具体的性能指标如表 2 所示。

表 2 充电模式下不同控制策略的性能指标对比

Table 2 Performance comparison of different control strategies in charging mode

控制策略	负载突增		负载突减	
	调节时间/s	电压变化量/V	响应时间/s	电压变化量/V
ADRC	0.020	2.0	0.022	6.5
PI	0.042	8.0	40.000	7.9

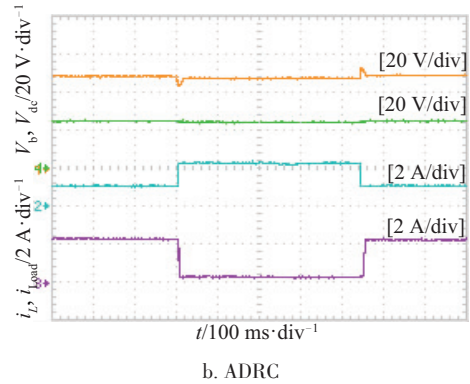
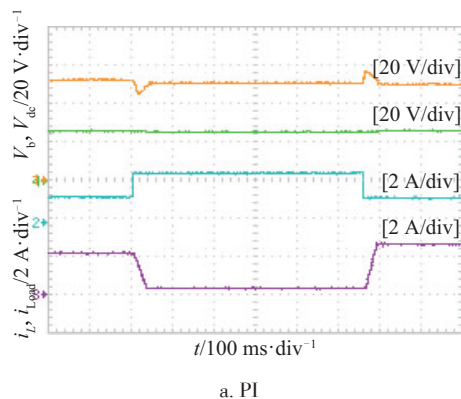


图 13 充电模式下负载突变时光伏储能系统实验波形

Fig. 13 Waveforms of the solar energy storage system when the load step change in charging experimental

#### 2) 放电模式实验验证

直流源输入电压为 40 V,其他工况同上。系统工作在放电模式。图 14 分别给出了 2 种不同控制策略下的储能系统实验波形。通过图 14 可看出,无论是突增负载还是突减负载,当系统工作在放电模式时,相较于传统 PI 控制策略,基于自抗扰控制算法的储能系统具有更快的动态响应。具体的性能指标如表 3 所示。

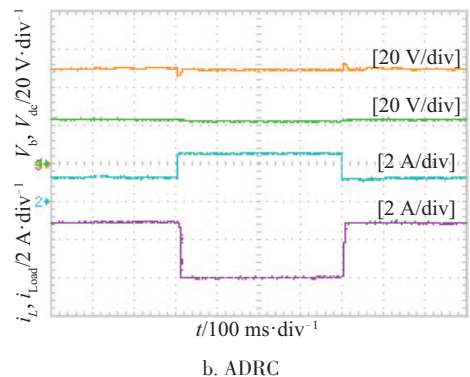
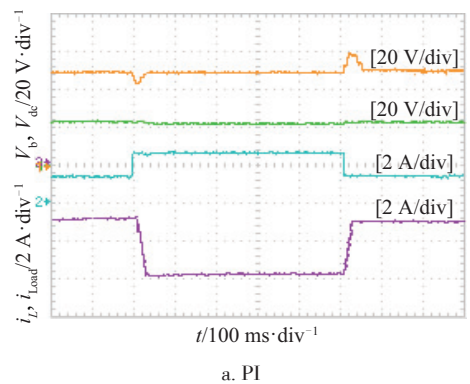


图 14 放电模式下负载突变时光伏储能系统实验波形

Fig. 14 Waveforms of the solar energy storage system when the load step change in discharging experimental

表3 放电模式下不同控制策略的性能指标对比

Table 3 Performance comparison of different control strategies in discharging mode

控制策略	负载突增		负载突减	
	调节时间/s	电压变化量/V	调节时间/s	电压变化量/V
ADRC	0.022	4.5	0.020	4
PI	0.040	6.7	0.045	9

## 5 结 论

本文通过分析双向DC-DC变换器的工作原理,确定光伏储能双向DC-DC变换器在不同工作模式下的数学模型。在此基础上设计适合于光伏储能双向DC-DC变换器的自抗扰控制器,并对系统进行实验验证。实验结果表明基于ADRC控制策略的光伏储能系统能有效抑制直流母线电压波动,可改善系统的动态性能,提高系统的鲁棒性和抗干扰能力。

### [参考文献]

- [1] 林维明, 郭晓军, 黄 超. 改进单周期控制策略的双向大变比DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 31—37.
- [1] Lin Weiming, Guo Xiaojun, Huang Chao. Bi-directional DC-DC converters with large conversion ratio based on improved One-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 31—37.
- [2] Inthamoussou Fernando A, Pegueroles- Queralt Jordi, Bianchi Fernando D. Control of a supercapacitor energy storage system for microgrid applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversation, 2013, 28 (3) : 690—697.
- [3] Benadero Luis, Cristiano Rony, Pagano Daniel J, et al. Nonlinear analysis of interconnected power converters: a case study[J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topic in Circuits and Systems, 2015, 3(5) : 326—335.
- [4] Thang T V, Ahmed Ashraf, Kim Chan-in, et al. Flexible system architecture of stand-alone pv power generation with energy storage device[J]. IEEE Transactions on Energy Conversation, 2015, 30 (4) : 1386—1396.
- [5] Amin, Riyanto Trilaksono Bambang, Arief Syaichu Rohman, et al. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power sources using model predictive control [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(4): 1992—2002.
- [6] 黄 炼, 王 朴, 武建文, 等. 分布式光-储发电系统的双向DC-DC非线性控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(Sup 2): 10—18.
- [6] Huang Lian, Wang Pu, Wu Jianwen, et al. Nonlinear control of bi-directional DC-DC converter in distributed photovoltaic energy storage system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31 (Sup 2) : 10—18.
- [7] 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—159.
- [7] Mei Yang, Chen Lisha, Huang Weichao, et al. Optimized control method of cascaded Bi-directional DC-DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 153—159.
- [8] 廖志凌, 阮新波. 一种独立光伏发电系统双向DC-DC变换器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(1): 97—103.
- [8] Liao Zhiling, Ruan Xinbo. Control strategy for bi-directional DC/DC converter of a novel stand-alone photovoltaic power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(1): 97—103.
- [9] Kristof Engelen, Sven De Breucker, Peter Tant, et al. Gain scheduling control of a bidirectional dc-dc converter with large dead-time [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(3): 480—488.
- [10] 武 伟, 谢少军, 张 翌, 等. 基于MMC双向DC-DC变换器的超级电容储能系统控制策略分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4568—4575.
- [10] Wu Wei, Xie Shaojun, Zhang Zhao, et al. Analysis and design of control strategy for MMC-BDC based ultra-capacitors energy storage systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4568—4575.
- [11] 何金梅, 郑雪梅, 王 卫, 等. Boost变换器混沌现象的非奇异终端滑模控制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 104—108.
- [11] He Jinmei, Zheng Xuemei, Wang Wei, et al. Terminal sliding mode control of boost converter with chaos [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(14): 104—108.
- [12] Yang Nanfang, Gao Fei, Damien Paire, et al. Distributed control of multi-time scale DC microgrid



- based on ADRC[J]. IET Power Electronics, 2017, 10 (3): 329—337.
- [13] Chang Xiaoyong, Li Yongli, Zhang Weiya, et al. Active disturbance rejection control for a flywheel energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 991—1001.
- [14] 王楠, 李永丽, 张玮亚, 等. 飞轮储能系统放电模式下的非线性控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(19): 1—7.
- [14] Wang Nan, Li Yongli, Zhang Weiya, et al. A nonlinear control algorithm for flywheel energy storage systems in discharging mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(19): 1—7.
- [15] Sneha Mane, Manas Mejari, Faruk Kazi, et al. Improving lifetime of fuel cell in hybrid energy management system by lyapunov based control formulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6671—6679.
- [16] 李虹, 尚佳宁, 陈姚, 等. 基于fal函数的非线性PI控制器在DC-DC变换器中的应用[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 326—331.
- [16] Li Hong, Shang Jianing, Chen Yao, et al. The applications of nonlinear pi controller based on the fal function in the DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(1): 326—331.

## RESEARCH ON ADRC METHOD FOR BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER OF SOLAR ENERGY STORAGE SYSTEM

Yang Hui, Luo Shan, Sun Xiangdong, Zhang Qi, Zhong Yanru

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

**Abstract:** In order to improve the system rapidity and capacity of resisting disturbance, taking into account the nonlinear characteristics of the DC-DC converters, a nonlinear control method based on active disturbance rejection control (ADRC) for the bidirectional DC-DC converter is proposed in this paper. Through analysis on working state of the circuit, the mathematical model of the bidirectional DC-DC converter is established. The ADRC controller for the bidirectional DC-DC converter of the solar energy storage system is designed. Experimental verification of the system is carried out, and the experimental results show that the solar energy storage system based on the ADRC can suppress fluctuations of the DC bus voltage effectively, and the proposed control method can improve the dynamic performance and the capacity of resisting disturbance in the solar energy storage system.

**Keywords:** solar power generation; energy storage; DC-DC converters; active disturbance rejection control