

基于改进自抗扰的双向DC-DC变换器控制策略研究

周雪松, 谢冰杰, 马幼捷, 刘乾

(天津理工大学 电气电子工程学院(天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室),
天津 300384)

摘要: 为有效解决多源扰动下独立光伏储能系统直流母线电压的稳定控制问题,提出了一种基于改进型线性自抗扰控制的双向DC-DC变换器调节方案。构建了双向DC-DC变换器的线性化小信号模型,并对其设计了带有误差比例反馈的扩张状态观测器。频域特性分析和仿真结果表明,该控制策略能有效提升直流母线电压的跟踪性能和扰动抑制能力,减轻多源扰动条件下直流母线电压的波动范围。

关键词: 直流母线电压;双向DC-DC变换器;线性自抗扰控制;扰动抑制能力

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23062

Research on Control Strategy of Bidirectional DC-DC Converter Based on Improved Active Disturbance Rejection

ZHOU Xuesong, XIE Bingjie, MA Youjie, LIU Qian

(College of Electrical and Electronic Engineering, Tianjin University of Technology(Tianjin Key Laboratory for Control Theory and Application in Complicated Systems), Tianjin 300384, China)

Abstract: To effectively solve the problem of stable control for DC-bus voltage in the independent photovoltaic energy storage system under multi-source disturbances, a bidirectional DC-DC converter control scheme based on improved linear active disturbance rejection control(LADRC) was proposed. The linearized small signal model of the bidirectional DC-DC converter was established, and the extended state observer with error proportional feedback was designed. Frequency domain characteristics analysis and simulation results demonstrate that this control strategy can effectively improve the DC-bus voltage tracking performance and disturbance rejection capability, and reduce the DC-bus voltage fluctuation range under the condition of multi-source disturbances.

Key words: DC-bus voltage; bidirectional DC-DC converter; linear active disturbance rejection control (LADRC); disturbance rejection capability

在独立光伏发电系统中,光伏电源输出功率的随机性和负荷投切等因素会造成直流母线两侧功率不平衡,从而引起电容两侧的电压产生波动^[1-2]。如果控制不当,会影响光伏电源与负载之间的能量传输,甚至触发系统的保护装置。

如图1所示,实际中独立光伏发电系统一般与储能装置共同配合来缓解功率扰动下直流母线电压发生波动的问题。双向DC-DC变换器作为直流母线和储能装置之间的桥梁,其可以调

节能量双向流动维持直流母线电压的稳定性^[3]。因此双向DC-DC变换器的鲁棒控制已经成为独立光伏发电系统能否稳定运行的关键因素之一。

通常,双向DC-DC变换器一般采用典型的电压电流双环控制结构。为了提升双向DC-DC变换器的外环控制性能,文献[4-5]针对直流母线的稳定性问题设计了一种非线性干扰观测器。该观测器实时估计的扰动通过前馈控制方式来补偿,进而提升了母线电压在环境变化下

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877152);天津市自然科学基金资助项目(18JJCZDJC97300)

作者简介: 周雪松(1964—),男,博士,教授,Email: zxsmyj@126.com

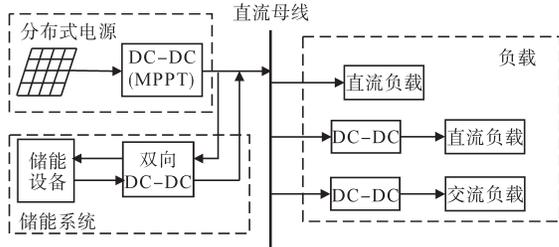


图1 独立光伏发电系统结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of independent photovoltaic power generation system architecture

的动态响应。文献[6]在传统双闭环PI控制的基础上引入了滑模变结构控制,不仅改善了直流母线电压的跟踪性能,而且提升了其关于未知扰动的鲁棒性。文献[7]针对电压外环,设计并实施了一种单周期控制策略以改善负载端的动态性能。此外,为了增强直流母线电压对扰动的耐受性,文献[8]将一种模型预测控制实现在双向DC-DC变换器中,同时该策略也减小了储能装置的电流纹波。

近些年来,工程领域在对PI控制进行深入研究后探索出了一种新兴的控制策略——自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)。ADRC将作用于被控对象的所有不确定因素都归为“总扰动”,并通过扩张状态观测器(extended state observer, ESO)来对其进行估计和补偿^[9]。因此,ADRC对所有不确定性扰动具有很强的耐受性。为了便于调参和应用,文献[10]通过极点配置方法将带宽引入到ADRC中,提出了线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)。LADRC所具有的强鲁棒性使其广泛应用在工业中,例如双向DC-DC变换器^[11]、天线指向^[12]、飞轮储能系统^[13]、陀螺仪^[14]、机器人康复训练系统^[15]以及四旋翼飞行器^[16]等。

在基于LADRC的控制系统中,其出色的性能都可以归因于线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)对总扰动的准确估计。为此,本文在传统LADRC的基础上进行了改进,并应用在独立光伏发电系统中以提升直流母线电压的控制性能。该策略采用带有误差比例反馈的新型LESO,能够加快对总扰动的估计速度,从而有效解决多源扰动下直流母线电压的稳定控制问题。

1 双向DC-DC变换器等效模型

本文选取体积小、效率高且结构简单的半桥

型双向DC-DC变换器,其拓扑结构如图2所示。

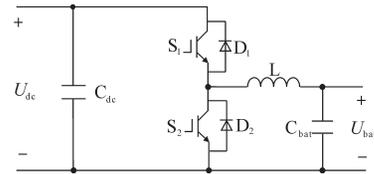


图2 半桥型双向DC-DC变换器拓扑结构

Fig.2 Topology structure of half-bridge bidirectional DC-DC converter

当分布式电源发出的电能过剩时,储能装置储存电能,双向DC-DC变换器处于Buck模式,此时能量由直流母线流向储能装置;当分布式电源发出的电能不足以满足所有负载时,储能装置释放电能,双向DC-DC变换器切换于Boost模式,此时能量由储能装置流向直流母线。

双向DC-DC变换器中功率器件(IGBT)与二极管等非线性元件的存在使得其模型是非线性的,下面通过状态空间平均法来构建该变换器在两种工作状态下的线性化小信号模型。

1.1 Boost模式小信号模型

图3给出了变换器处于Boost模式下的两种工作状态。其中, U_{dc} 表示直流母线电压, U_{bat} 为储能装置的端电压, R_{dc} 和 R_{bat} 分别表示直流母线侧和储能侧的等效电阻, C_{dc} 和 C_{bat} 分别为直流母线侧和储能侧的电容, i_L 为变换器的电感电流。

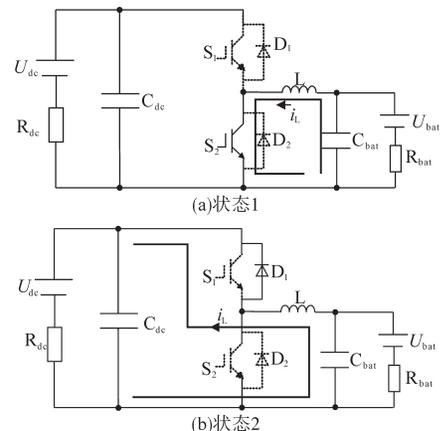


图3 Boost模式下变换器的两种工作状态

Fig.3 The two operating states of the converter in Boost mode

将直流母线侧和储能装置侧电容电压分别记为 U_{cd} , U_{cb} 。以 U_{cd} , U_{cb} 和 i_L 为状态变量、 U_{dc} 和 U_{bat} 为输入变量,建立Boost模式下的线性化小信号模型。

状态1: 开关管 S_1 关断、 S_2 导通, 二极管 D_1 , D_2 均截止。由基尔霍夫定律可得状态1下电路的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dU_{cd}}{dt} = \frac{U_{dc}}{R_{dc}C_{dc}} - \frac{U_{cd}}{R_{dc}C_{dc}} \\ \frac{dU_{cb}}{dt} = \frac{U_{bat}}{R_{bat}C_{bat}} - \frac{i_L}{C_{bat}} - \frac{U_{cb}}{R_{bat}C_{bat}} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{U_{cb}}{L} \end{cases} \quad (1)$$

状态2:开关管 S_1, S_2 均关断,二极管 D_1 导通、 D_2 截止。由基尔霍夫定律可得状态2下的电路状态方程:

$$\begin{cases} \frac{dU_{cd}}{dt} = \frac{i_L}{C_{dc}} + \frac{U_{dc}}{R_{dc}C_{dc}} - \frac{U_{cd}}{R_{dc}C_{dc}} \\ \frac{dU_{cb}}{dt} = \frac{U_{bat}}{R_{bat}C_{bat}} - \frac{i_L}{C_{bat}} - \frac{U_{cb}}{R_{bat}C_{bat}} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}U_{cb} - \frac{U_{cd}}{L} \end{cases} \quad (2)$$

在一个开关周期内对式(1)、式(2)取平均,并引入小信号扰动。经化简可以分别得到电压外环Boost模式下控制信号 i_L 到控制输出 U_{dc} 以及占空比 d_{Boost} 到控制信号 i_L 间的传递函数如下式所示:

$$\begin{cases} G_{v11}(s) = \frac{U_{dc}(s)}{i_L(s)} = \frac{R_{dc}(1-d_{Boost})^2 - sL}{(1-d_{Boost})(R_{dc}C_{dc}s + 2)} \\ G_{id1}(s) = \frac{i_L(s)}{d_{Boost}(s)} = \frac{U_{dc}(C_{dc}s + 1/R_{dc}) + (1-d_{Boost})I_L}{LC_{dc}s^2 + sL/R_{dc} + (1-d_{Boost})^2} \end{cases} \quad (3)$$

1.2 Buck模式小信号模型

Buck模式的工作状态与Boost模式类似,同理可得变换器Buck模式时的传递函数如下式所示:

$$\begin{cases} G_{vi2}(s) = \frac{U_{dc}(s)}{i_L(s)} = \frac{LC_{bat}s^2 + sL/R_{bat} + 1}{(C_{bat}s + 1/R_{bat})d_{Buck}} \\ G_{id2}(s) = \frac{i_L(s)}{d_{Buck}(s)} = \frac{U_{dc}(C_{bat}s + 1/R_{bat})}{LC_{bat}s^2 + sL/R_{bat} + 1} \end{cases} \quad (4)$$

式中: d_{Buck} 为变换器工作在Buck模式时的占空比。

2 基于改进型LADRC的直流母线电压控制策略

在独立光伏发电系统中,双向DC-DC变换器对未知扰动的强耐受性是电压外环控制器设计的关键属性之一。

如图4所示,本文对LADRC进行改进以确保直流母线电压良好的跟踪性以及扰动抑制能力。其中, U_{dc}^* 和 i_L^* 分别为电压外环和电流内环的参考

输入, $H_v(s)$ 和 $H_i(s)$ 分别为电压环和电流环采样环节的传递函数, $G_m(s)$ 为调制环节的传递函数, $G_{id}(s)$ 为电感电流对占空比的传递函数, $G_{vi}(s)$ 为直流母线电压对电感电流的传递函数。

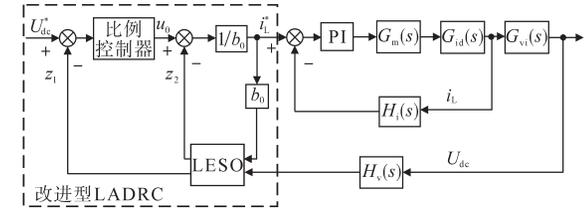


图4 基于改进型LADRC的双向DC-DC变换器控制框图

Fig.4 The control diagram of the bidirectional DC-DC converter based on LADRC

为了避免内部控制环与外部控制环之间的动态相互影响,前者的带宽通常比后者的带宽大得多。这意味着在设计电压控制器时,电流控制环的动态可以忽略,并假设 $i_L^* \approx i_L$ 。这种近似可简化直流母线电压控制系统的设计过程,而不会显著影响精度^[2]。

2.1 带有误差比例反馈的改进LESO设计

以Buck模式为例,在对电压环设计LESO之前,需要将动态模型式(4)重新表述为带有总扰动的一阶积分形式:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{dc} &= \frac{L\ddot{i}_L}{d_{Buck}} + \frac{L\dot{i}_L}{C_{bat}R_{bat}d_{Buck}} - \frac{U_{dc}}{C_{bat}R_{bat}} + \frac{1}{C_{bat}d_{Buck}}i_L \\ &= f(U_{dc}, \dot{i}_L, \ddot{i}_L) + \frac{1}{C_{bat}d_{Buck}}i_L \end{aligned} \quad (5)$$

式中: f 为总扰动。

总扰动概念的提出,使系统中各种已知的、未知的扰动分量都被集成于一体,从而简化了直流母线电压控制问题。

定义状态变量 $x_1 = U_{dc}, x_2 = f$ 。则式(5)可以通过状态空间表达式来描述:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0u \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中 $u = i_L \approx i_L^* \quad b_0 = 1/(C_{bat}d_{Buck})$

式中: u 为控制输入; b_0 为控制增益。

根据式(6),结合Luenberger状态观测器设计原则建立LESO^[17]:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1e_1 + b_0i_L \\ \dot{z}_2 = -\beta_2e_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: e_1 为直流母线电压的估计误差; z_1, z_2 为LESO的状态估计值; β_1, β_2 为观测器增益。

通过调试合适的观测器增益 β_1, β_2, z_1 和 z_2 可以分别实时估计 x_1, x_2 的状态。

由式(7)可知, LESO的状态估计值 z_1, z_2 均由估计误差 e_1 以负反馈方式来调节。这种调节机制体现了扰动估计的一种被动性,所以一般在选取观测器增益时, β_2 要比 β_1 大一个数量级来弥补这种缺陷。如果增益设置为一个相对较低的值,该值只能精确估计第一个状态 x_1 。这种情况下, LADRC的扰动估计性能并不能达到满意的效果。

为解决上述问题,本文在LESO扰动估计的反馈回路中额外并联一个比例环节 β_3 ,以提高扰动估计对误差 e_1 的利用率。

图5和图6分别为传统LESO和改进型LESO的内部结构示意图。

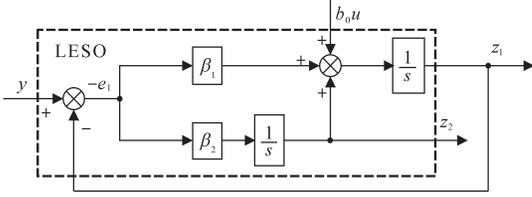


图5 传统型LESO结构示意图

Fig.5 The schematic of the traditional LESO structure

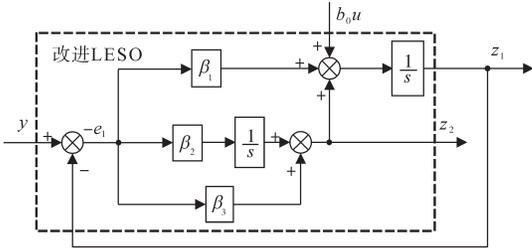


图6 改进型LESO结构示意图

Fig.6 The schematic of the improved LESO structure

根据图6建立改进型LESO的状态方程:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1 + b_0 i_L \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e_1 - \beta_3 \dot{e}_1 \end{cases} \quad (8)$$

进一步求得改进型LESO的特征方程为^[10]

$$\lambda(s) = s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2 \quad (9)$$

选取理想特征方程 $\lambda(s) = (s + \omega_o)^2$,则有:

$$\begin{cases} \beta_2 = \omega_o^2 \\ \beta_1 + \beta_3 = 2\omega_o \end{cases} \quad (10)$$

式中: ω_o 为观测器带宽。

在不影响直流母线电压跟踪性能的前提下,为了方便调参,选取 $\beta_1 = \beta_3 = \omega_o$ 。

2.2 反馈控制律的设计过程

根据图4,控制律如下式所示:

$$u = \frac{k_p(U_{dc}^* - z_1) - z_2}{b_0} \quad (11)$$

式中: k_p 为比例控制增益。

若LESO能够很好地估计系统状态,将式(11)代入式(6)可以推导出图4中整个电压控制环的闭环传递函数:

$$\varphi(s) = \frac{k_p}{s + k_p} \quad (12)$$

从而可以实现对指令的快速无超调跟踪。 k_p 也可以记为 ω_c ,表示控制带宽。

3 改进型LADRC的特性分析

LADRC执行扰动补偿的关键在于LESO是否能够很好地估计出总扰动的动态。通过对式(8)执行Laplace变换,可得到改进型LESO的传递函数,LESO的状态估计值可表示如下:

$$\begin{cases} z_1 = \frac{(\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2}{s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2} y + \frac{b_0 s}{s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2} u \\ z_2 = \frac{(\beta_2 + \beta_3)s}{s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2} y - \frac{(\beta_2 + \beta_3)b_0}{s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2} u \end{cases} \quad (13)$$

令跟踪误差 $e_1 = z_1 - y, e_2 = z_2 - f$,可得:

$$\begin{cases} e_1 = -\frac{s^2}{s^2 + s(\beta_1 + \beta_3) + \beta_2} y + \frac{b_0 s}{s^2 + s(\beta_1 + \beta_3) + \beta_2} u \\ e_2 = -\frac{s^2(s + \beta_1)}{s^2 + s(\beta_1 + \beta_3) + \beta_2} y + \frac{b_0 s(s + \beta_1)}{s^2 + s(\beta_1 + \beta_3) + \beta_2} u \end{cases} \quad (14)$$

为使分析具有参考性,选取 u 和 y 为常见的阶跃信号, $y(s) = K/s, u(s) = K/s$ 。结合终值定理,可以求得稳态误差为

$$\begin{cases} e_{1s} = \lim_{s \rightarrow 0} (s e_1) = 0 \\ e_{2s} = \lim_{s \rightarrow 0} (s e_2) = 0 \end{cases} \quad (15)$$

可以看出,改进型LESO在直流母线电压控制系统中具有很好的收敛性,并且能够实现对直流母线电压参考值的无误差估计。

结合式(6)、式(13),可以得出总扰动的估计值 z_2 与实际值 f 之间的传递函数:

$$\frac{z_2}{f} = \frac{\beta_2 + \beta_3 s}{s^2 + (\beta_1 + \beta_3)s + \beta_2} \quad (16)$$

由此绘制传统LESO与改进LESO在同带宽下估计总扰动的频域伯德图,如图7所示,其中2种控制方法中观测器带宽 ω_o 同为300 rad/s。

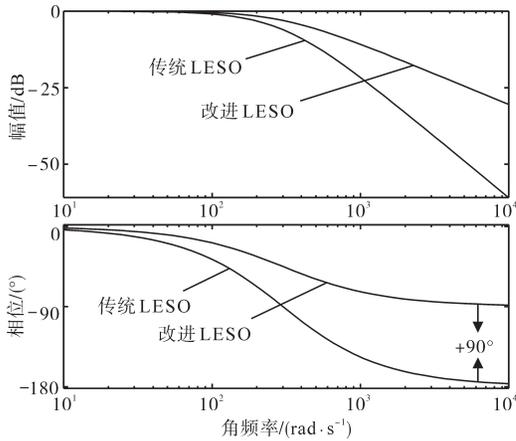


图7 不同LESO的扰动估计能力

Fig.7 Disturbance estimation capability of different LESO

由图7可以看出,对于输入扰动而言,两种观测器均类似于低通滤波器。而改进型LESO在中高频范围的幅值增益更大,提升了某类高频扰动的估计能力。此外,通过相频特性可以观察到改进型LESO相对于传统LESO相角提前了90°,改善了一定程度的响应延迟。

结合式(6)、式(8)、式(11)可以将图4中基于改进型LADRC的电压控制结构图重新制定为图8所示的二自由度闭环控制系统。其中, $G(s) = k_p s^2 + k_p(\beta_1 + \beta_3)s + k_p\beta_2$, $H(s) = \beta_3 s^2 + (k_p\beta_1 + k_p\beta_3 + \beta_2)s + k_p\beta_2$, $N(s) = s^2 + (\beta_1 + k_p)s$ 。

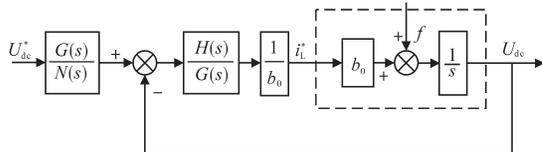


图8 改进型LADRC等价二自由度结构

Fig.8 Two-degree-of-freedom equivalent structure of improved LADRC

根据图8,可以求得系统输出关于参考输入和总扰动的传递函数:

$$U_{dc} = \frac{G(s)}{sN(s) + H(s)} U_{dc}^* + \frac{N(s)}{sN(s) + H(s)} f$$

$$= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} U_{dc}^* + \frac{s(s + \omega_c + \omega_o)}{(s + \omega_c)(s + \omega_o)^2} f \quad (17)$$

式(17)揭示了系统的控制输出实际上是由跟踪项和扰动项组成的。跟踪项是由反馈控制律推导而来,只和控制器带宽 ω_c 有关。因此,改进型LADRC的跟踪项与传统LADRC一致。

由于扰动抑制性能是本文的研究重点,因此对扰动项进行频域伯德图分析,如图9所示。由图9可知,在中低频范围内,改进型LADRC的幅值增益和相位延迟均减小,呈现出更强的扰动抑

制能力。

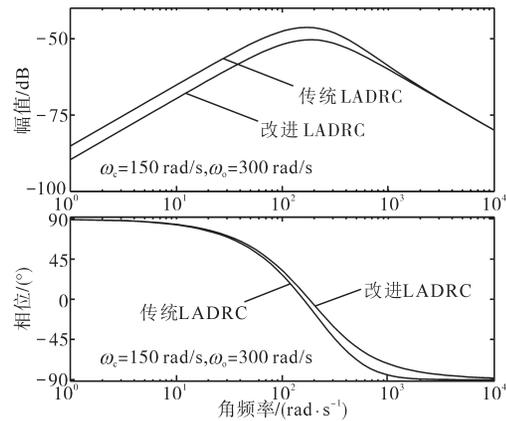
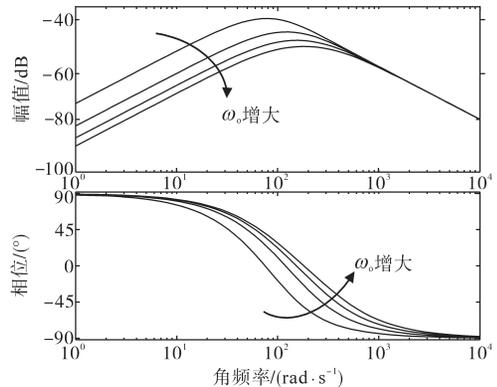


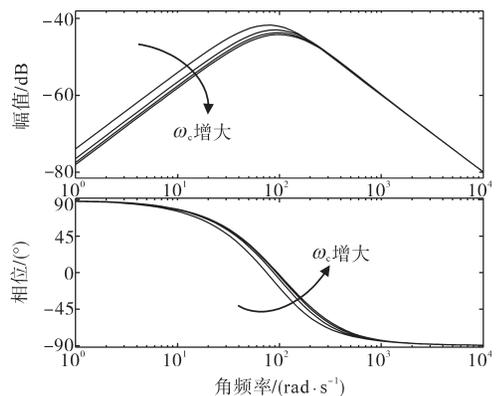
图9 不同LADRC的扰动项频域特性曲线

Fig.9 Frequency domain characteristic curves of disturbance terms of different LADRC

此外,图10对改进型LADRC扰动项的频域特性进行了定性分析。令 $\omega_c = 100 \text{ rad/s}$, ω_o 分别选取100, 200, 300, 400 rad/s, 频域特性曲线如图10a所示;当 $\omega_o = 100 \text{ rad/s}$, ω_c 分别选取100, 200, 300, 400 rad/s时的频域特性如图10b所示。很明显,增加 ω_o 和 ω_c 均可使扰动项的幅值增益减小,增强系统的抗扰性。



(a)改进型LADRC扰动项频域特性曲线(ω_o 变化)



(b)改进型LADRC扰动项频域特性曲线(ω_c 变化)

图10 改进型LADRC扰动项频域特性曲线

Fig.10 Frequency domain characteristic curves of disturbance terms with improved LADRC

4 仿真结果与分析

为了验证所提出控制策略的可行性,本文在 Matlab/Simulink 软件中搭建了一个与图1对应的独立光伏储能系统仿真模型。其中,双向DC-DC变换器的电压外环控制框图如图4所示。

模型的具体参数设置如下: $U_{dc} = 200 \text{ V}$, $R_{dc} = 50 \Omega$, $L = 10 \text{ mH}$, $C_{dc} = 500 \mu\text{F}$, $C_{bat} = 600 \mu\text{F}$ 。

为了便于比较,对传统LADRC和改进型LADRC配置相同的参数, $\omega_c = 150 \text{ rad/s}$, $\omega_o = 300 \text{ rad/s}$, $b_0 = 15000$ 。基于下面4种工况,本节对两种控制策略中直流母线电压的跟踪性和鲁棒性进行了分析。

工况1:系统标称运行条件(光照强度 1000 W/m^2 , 电池工作温度 $25 \text{ }^\circ\text{C}$, 负载电阻 50Ω)。

工况2:光照强度在 4 s 时由 500 W/m^2 突变至 1000 W/m^2 , 并于 0.3 s 后恢复正常。

工况3:电池工作温度在 8 s 时由 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 突变到 $50 \text{ }^\circ\text{C}$, 并于 0.3 s 后恢复正常。

工况4:负载电阻在 10 s 时由 50Ω 突变到 70Ω , 并于 0.3 s 后恢复正常。

4.1 工况1

为了评估所提出改进型LADRC的跟踪性能,在标称运行条件下对系统的启动过程进行了测试。从式(17)可知,在LADRC跟踪设定过程中,直流母线电压产生超调的实质是由扰动项所造成的。扰动补偿的精度决定了直流母线电压是否可以实现对给定值的快速无超调跟踪。

图11为正常运行条件(工况1)下启动过程直流母线电压波形图。

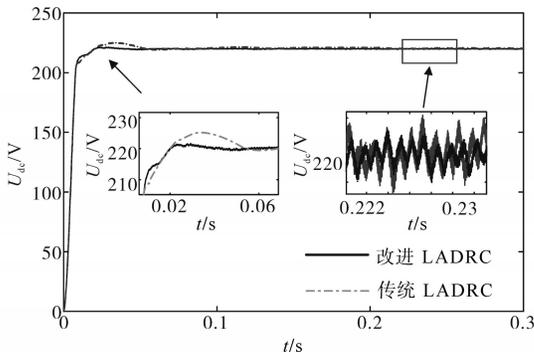


图11 工况1下启动过程直流母线电压波形图

Fig.11 The waveforms of the DC-bus voltage during the start-up process under working conditions 1

由图11可知,基于传统LADRC下的直流母线电压存在 5 V 的超调和 0.06 s 的调节时间。而采用本文所提出的改进型策略,电压超调仅为

2 V , 并约为 0.02 s 达到稳定状态。带有误差比例反馈的LESO能够更快速估计总扰动,进而弱化了扰动项的消极影响。此外,由于改进LESO能够更好地估计出高频扰动并将其传递给控制律来补偿,系统稳态时的噪声影响要更小。因此,改进型LADRC在启动过程中具有更好的跟踪性。

4.2 工况2

图12为光照强度阶跃变化(工况2)下的暂态过程直流母线电压波形图。

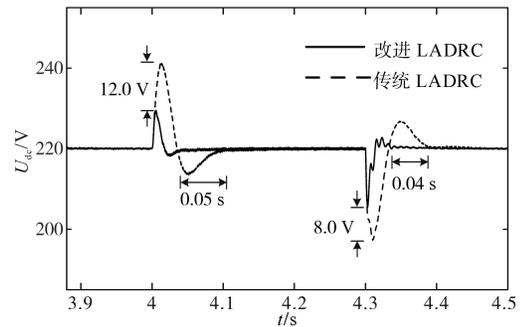


图12 工况2下暂态过程直流母线电压波形

Fig.12 The waveforms of the DC-bus voltage during transient process under working conditions 2

由图12可以看出,当光照强度在标称运行条件下由 500 W/m^2 阶跃上升到 1000 W/m^2 时,基于改进LADRC的电压波动要比传统LADRC波动值小 12 V 。此外,基于改进型LADRC的电压控制系统比传统LADRC早 0.05 s 完成暂态过程。

同样当光照强度恢复正常时,改进型LADRC在电压波动范围和恢复时间上同样更具优越性。

4.3 工况3

当温度上升时,由于光伏电池工作的特性,其输出电压会短暂性减小并逐渐恢复至标称值。图13为电池工作温度阶跃变化(工况3)下的暂态过程直流母线电压波形图。

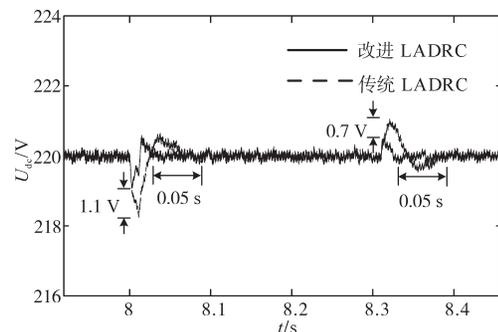


图13 工况3下暂态过程直流母线电压波形

Fig.13 The waveforms of the DC-bus voltage during transient process under working conditions 3

由图13可知,温度变化所带来的扰动对直流母线电压的影响相对较小,并且两种控制策略均能够在温度扰动作用下保证系统的正常运行。相比于传统的LADRC,改进LADRC能够更快地恢复直流母线电压的稳定运行状态,减小了其波动范围。由此可见,改进型LADRC对于电池温度扰动具有更强的耐受性。

4.4 工况4

为了进一步证明改进型LADRC的鲁棒稳定性。图14示出了在10s时负载突变(由50Ω跳至70Ω)的情况(工况4)下,直流母线电压的暂态波形。

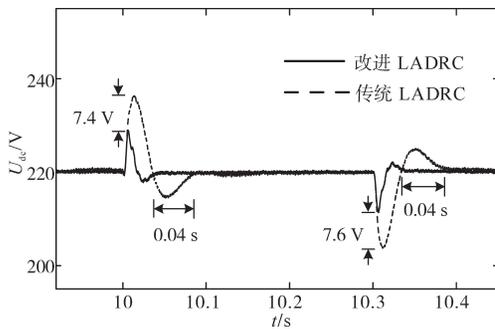


图14 工况4下暂态过程直流母线电压波形

Fig.14 The waveforms of the DC-bus voltage during transient process under working conditions 4

由图14可以看出,负载增大时基于传统LADRC控制方法的直流母线电压波动峰值约为16.3V。而基于改进型LADRC则受负载突变影响较小,波动峰值约为8.9V,比传统LADRC波动值减小了7.4V。此外,在另一个衡量鲁棒性的重要指标中,传统LADRC恢复时间约为0.07s,而改进型LADRC的恢复时间仅为0.03s,比传统LADRC缩短了0.04s。

同样,当负载回跳到标称条件时,无论是在电压波动范围还是恢复时间上,传统LADRC表现出的性能都不及改进型LADRC。

5 结论

本文提出一种基于改进型LADRC的双向DC-DC变换器控制策略,增强了多源扰动下直流母线电压的鲁棒性。该策略在扰动估计的反馈回路中额外并联了一个比例环节用来提高LESO对估计误差的利用率。理论分析和仿真结果表明,相比于传统LESO,本文提出的带有误差比例反馈的新型LESO能够相对及时准确地估计出总扰动,能够提高系统的跟踪性和抗扰性。

参考文献

- [1] 丁明,王伟胜,王秀丽,等.大规模光伏发电对电力系统影响综述[J].中国电机工程学报,2014,34(1):1-14.
Ding Ming, Wang Weisheng, Wang Xiuli, *et al.* A review on the effect of large-scale PV generation on power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 1-14.
- [2] Lu J, Golestan S, Savaghebi M, *et al.* An enhanced state observer for DC-link voltage control of three-phase AC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2):936-942.
- [3] Guo B, Bacha S, Alamir M, *et al.* A robust LESO-based DC-link voltage controller for variable speed hydro-electric plants [C]// IEEE International Conference on Industrial Technology. 2019: 361-366.
- [4] Wang C S, Li X L, Guo L, *et al.* A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11):6162-6177.
- [5] 李霞林,郭力,冯一彬,等.基于非线性干扰观测器的直流微电网母线电压控制[J].中国电机工程学报,2016,36(2):350-359.
Li Xialin, Guo Li, Feng Yibin, *et al.* A nonlinear disturbance observer based DC bus voltage control for a DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(2): 350-359.
- [6] 孙鹤旭,张厚升.两并联双向DC/DC变换器的滑模变结构控制[J].电力电子技术,2016,50(5):4-8.
Sun Hexu, Zhang Housheng. Sliding mode control strategy for interleaved bidirectional DC/DC converter[J]. Power Electronics, 2016, 50(5): 4-8.
- [7] 林维明,郭晓君,黄超.改进单周期控制策略的双向大变比DC-DC开关变换器[J].中国电机工程学报,2012,32(21):31-37.
Lin Weiming, Guo Xiaojun, Huang Chao. Bidirectional DC-DC converters with large conversion ratio based on improved one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 31-37.
- [8] 梅杨,陈丽莎,黄伟超,等.交错并联Buck-Boost变换器模型预测控制方法[J].电气传动,2017,47(7):32-36.
Mei Yang, Chen Lisha, Huang Weichao, *et al.* Model predictive control method for interleaved parallel Buck-Boost converter[J]. Electric Drive, 2017, 47(7): 32-36.
- [9] Huang Y, Xue W C. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis[J]. Isa Transactions, 2014, 53(4): 963-976.
- [10] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based on control tuning[C]//Proceedings of the American Control Conference. Denver, Colorado: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [11] Sun B S, Gao Z Q, A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter[J].

(下转第30页)

微电网规划[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(1): 32-38,81.
 Ding Ming, Shi Shengliang, Pan Hao, *et al.* Planning of AC/DC hybrid microgrid with integration of electric vehicles charging load[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(1): 32-38,81.

[9] 徐诗鸿, 张宏志, 石栋, 等. 面向智慧城市的快充负荷充电服务费制定策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3187-3201.
 Xu Shihong, Zhang Hongzhi, Shi Dong, *et al.* Setting strategy of charging service fee for fast charging load of smart cities[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3187-3201.

[10] Wu C X, Quan J, Ye M K. Research on an adaptive management model of AC charging piles in community[C]// 2019 34rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation, 2019: 11-16.

[11] 林哲, 胡泽春, 宋永华. 最优潮流问题的凸松弛技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3717-3728.
 Lin Zhe, Hu Zechun, Song Yonghua. Convex relaxation for optimal power flow problem: a recent review[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3717-3728.

[12] 高红均, 刘俊勇, 沈晓东, 等. 主动配电网最优潮流研究及其应用实例[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6): 1634-1645.
 Gao Hongjun, Liu Junyong, Shen Xiaodong, *et al.* Optimal power flow research in active distribution network and its application examples[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(6): 1634-1645.

[13] 马鑫, 郭瑞鹏, 王蕾, 等. 基于二阶锥规划的交直流主动配电网日前调度模型[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(22): 144-153.
 Ma Xin, Guo Ruipeng, Wang Lei, *et al.* Day-ahead scheduling model for AC/DC active distribution network based on second-order cone programming[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(22): 144-153.

[14] 李笑竹, 王维庆, 王海云, 等. 虚拟电厂参与的交直流混合微网双层多目标鲁棒优化调度[J]. 高电压技术, 2020, 46(7): 2350-2361.
 Li Xiaozhu, Wang Weiqing, Wang Haiyun, *et al.* Bi-level and multi-objective robust optimal dispatching of AC/DC hybrid microgrid with virtual power plant participation[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(7): 2350-2361.

[15] 谈丽娟, 赵彩虹, 陈子奇, 等. 电动汽车与分布式电源的微网经济调度[J]. 电网与清洁能源, 2015, 31(4): 100-105.
 Tan Lijuan, Zhao Caihong, Chen Ziqi, *et al.* Economical dispatch for microgrids of electric vehicles and distributed power[J]. Power System and Clean Energy, 2015, 31(4): 100-105.

[16] 邱晓燕, 赵劲帅, 史光耀, 等. 基于HSMOPSO算法的微电网经济与环保协同优化方法[J]. 高电压技术, 2017, 43(4): 1223-1230.
 Qiu Xiaoyan, Zhao Jinshuai, Shi Guangyao, *et al.* Collaborative optimization method of economic and environment in microgrid based on HSMOPSO[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(4): 1223-1230.

收稿日期:2021-01-26

修改稿日期:2021-02-03



(上接第16页)

IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1271-1277.

[12] Li S L, Yang X, Yang D. Active disturbance rejection control for high pointing accuracy and rotation speed[J]. Automatica, 2009, 45(8): 1854-1860.

[13] Chang X Y, Li Y L, Zhang W Y, *et al.* Active disturbance rejection control for a flywheel energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 991-1001.

[14] Zheng Q, Dong L L, Lee D H, *et al.* Active disturbance rejection control for MEMS gyroscopes[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(6): 1432-1438.

[15] Madonski R, Kordasz M, Sauer P. Application of a disturbance-rejection controller for robotic-enhanced limb rehabilitation trainings[J]. Isa Transactions, 2014, 53(4): 899-908.

[16] 李霞, 陈奕梅. 四旋翼飞行器降阶自抗扰控制[J]. 光电与控制, 2019, 26(10): 43-48, 72.
 Li Xia, Chen Yimei. Reduced-order active disturbance rejection control for quad-rotor aircraft[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(10): 43-48, 72.

[17] Tian G, Gao Z. Frequency response analysis of active disturbance rejection based control system[C]//IEEE International Conference on Control Applications. 2007: 1595-1599.

收稿日期:2021-02-06

修改稿日期:2021-03-18