

基于精确反馈线性化的直流微电网双向直流 变换器反步滑模控制

王宝华¹, 蒋力²

(1. 南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094; 2. 国网无锡供电公司, 江苏 无锡 214000)

摘要: 直流微网中母线电压的变化对负载有很大的影响。储能系统通过双向直流变换器调节直流母线电压的过程中, 占空比会大幅度变化, 使变换器呈现严重的非线性, 导致母线电压不稳定。针对这一问题, 将精确反馈线性化与反步滑模控制相结合应用于双向直流变换器中, 解决了变换器的非最小相位特性和变结构特性, 保证了系统在不确定性和非线性条件下、外界干扰情况下的鲁棒性和稳定性。首先分析了变换器的状态方程, 通过坐标变换推导出精确反馈线性化模型, 并在此模型上设计了反步滑模控制器。最后利用 PSCAD 软件进行仿真, 验证了所提控制方法的有效性及其优越性。

关键词: 直流微电网; 双向直流变换器; 精确反馈线性化; 反步滑模; 直流母线电压控制

Backstepping sliding mode control based on exact feedback linearization for bi-directional DC converter in DC microgrid

WANG Baohua¹, JIANG Li²

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. State Grid Wuxi Power Supply Company, Wuxi 214000, China)

Abstract: The variation of the bus voltage in the DC micro network has a great influence on the load. In the process of regulating the DC bus voltage by the energy storage system through the bi-directional DC converter, the duty cycle will change by a wide margin, which leads to serious nonlinear problem and unstable bus voltage. To solve the problems, backstepping sliding mode variable structure control is combined with exact feedback linearization, which is applied to the bi-directional DC-DC converter. The non-minimum phase characteristics and variable structure features of the converter are solved. The method can guarantee the robustness and stability of the system under uncertain and nonlinear conditions and external disturbances. The converter state equation is analyzed firstly, and the exact feedback linearization model through coordinate transformation is deduced and then the backstepping sliding mode controller is designed. Finally, the results of simulation built by PSCAD demonstrate the validity and superiority of the proposed control scheme.

Key words: DC microgrid; bi-directional DC converter; exact feedback linearization; backstepping sliding mode; DC bus voltage control

0 引言

微电网将分布式电源、储能装置、负荷及控制系统等结合, 形成一个协调可控的、能够自我管理的系统^[1-2]。与交流微电网相比, 直流微电网中分布式电源与直流母线之间的电压变换装置只有一级, 系统建设成本比交流微电网低; 直流母线电压是衡量系统内有功功率平衡的唯一标准, 不需要考虑无功功率平衡, 也不需要电压的相位和频率进行跟踪^[3-5]。但是, 直流微网也有自身的不足, 当直流微

电网带恒功率负载运行时, 随着负载功率增大, 直流母线可能会出现不稳定的现象^[6-8]。文献[9]在分析恒功率负载负阻抗特性的基础上, 提出了一种前馈控制策略抵消了负阻抗特性对直流母线电压的影响, 但仅限于小扰动情况下作出分析; 文献[10]提出了一种以母线电容能量为外环、以电感电流为内环的双闭环控制策略, 扩大了带恒功率负载的直流变换器的稳定区域; 文献[11]针对 Boost 电路带恒功率负载这一工况, 提出了一种精确反馈线性化的控制策略, 扩大了系统的稳定范围。

正常运行模式下直流微电网由并网逆变器调节功率平衡,但当并网逆变器传输功率达到其最大功率时,直流微电网需由储能系统调节母线电压^[12],此时交流电网可以看作一恒功率负荷。本文在分析直流微网处于储能单元作为调压电源时系统工作状态的基础上,精确反馈线性化解决了变换器的非最小相位特性的同时,利用反步滑模控制鲁棒性强动态响应快的特点^[13],将两者结合应用到双向 DC-DC 变流器上,最后通过仿真证实该方法的实用性与优越性。

1 系统结构

典型的直流微电网结构如图 1^[14]所示,主要分为 4 个部分: RES 表示分布式电源,包括光伏发电、风力发电等单元,由于其输出会随着环境条件而波动,通常采用最大功率跟踪控制策略对其进行控制,以实现能源的最大利用,一般通过 DC-DC 或 AC-DC 变流器接入直流母线;微电网中交流负荷一般通过 AC-DC 变流器接入,直流负荷可直接接入直流母线,也可通过相应的 DC-DC 变流器接入,本文中直流负荷取为电阻直接接入母线;直流微电网通过双向 DC-AC 变流器与大系统相连进行能量交换,当大系统运行正常时,该变流器可采用 PQ 控制模式进行恒功率控制,当交流电网不满足可接入要求时,该变流器可无缝切换至独立运行模式,此时该变流器则具有接入交流负荷的作用,带动本地交流负荷运行;本文中储能单元(Energy Storage System, ESS)作为直流微电网的主电源,微电网中能量过剩导致母线电压升高时储能单元吸收功率,能量欠缺导致母线电压降低时储能单元释放能量,维持直流母线电压恒定以维持微电网内部能量平衡,起到稳定控制、改善电能质量的作用。

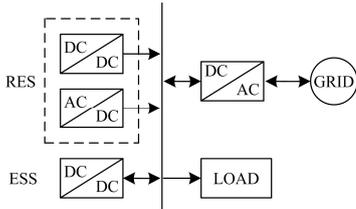


图 1 直流微电网结构图

Fig. 1 Structure diagram of a DC microgrid

在图 1 所示的直流微网中,由储能单元及其 DC-DC 双向变流器控制直流母线电压。以储能系统为主电源,直流母线电压控制系统可简化为图 2 所示的结构。图中, C 为双向直流变换器高压侧电容; L 为变流器储能电感;电阻 R 为接在母线上的阻性负荷; P_L 为恒功率负荷,包括分布式电源输出、恒

功率控制方式下的交直流负荷及双向 DC-AC 变流器输出功率之和; u_{bat} 、 u_{dc} 分别为储能电池端口电压和直流母线电压; i_{Ldc} 为储能电感电流。

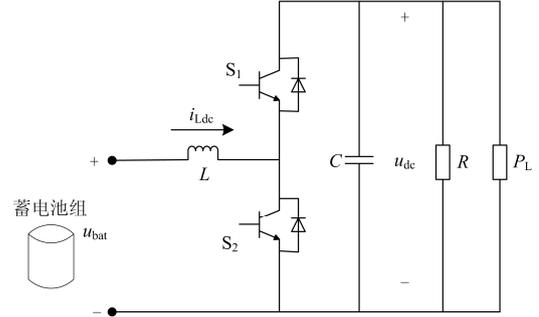


图 2 直流微电网结构简化图

Fig. 2 Simplified structure diagram of a DC microgrid

双向变流器采用互补 PWM 控制方法, S_1 开通 S_2 同时关断, S_2 开通 S_1 同时关断,两个开关同时动作,相比于独立控制方法而言,互补方法不需要逻辑单元对 BUCK 和 BOOST 电路进行过渡切换,开关自行切换,提高了工作效率,系统响应速度更快^[15]。图 2 所示电路的状态空间平均模型^[16]为

$$\begin{cases} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{i_{Ldc}}{C} - \frac{u_{dc}}{CR} - \frac{i_{Ldc}}{C}d - \frac{P_L}{Cu_{dc}} \\ \frac{di_{Ldc}}{dt} = -\frac{u_{dc}}{L} + \frac{u_{bat}}{L} + \frac{u_{dc}}{L}d \end{cases}, u_{dc} > \varepsilon \quad (1)$$

式中: ε 为一个比较小的正数; d 为 S_2 的占空比。选取状态变量 $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2]^T = [u_{dc} \ i_{Ldc}]^T$, 可将式(1)表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{g}(\mathbf{X})d \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{X}) = x_1 - x_{1ref} \end{cases} \quad (2)$$

式中: \mathbf{X} 为系统的状态量; $\mathbf{f}(\mathbf{X}) = [\frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{CR} - \frac{P_L}{Cx_1} \frac{u_{bat}}{L} - \frac{x_1}{L}]^T$; $\mathbf{g}(\mathbf{X}) = [-\frac{x_2}{C} \ \frac{x_1}{L}]^T$; d 为系统的控制量; \mathbf{y} 为系统输出量; x_{1ref} 为输出的参考值。

2 反馈线性化数学模型

2.1 精确线性化条件

文献[17]给出了仿射非线性系统转化成一个可控的线性系统的条件,对式(2)所示的系统进行检验。

$$[f, g](\mathbf{X}) = \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{f}(\mathbf{X}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{g}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -\frac{u_{bat}}{CL} - \frac{x_2}{C^2R} + \frac{P_L x_2}{C^2 x_1^2} \\ -\frac{x_1}{CLR} - \frac{P_L}{C x_1 L} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由此可知, 矩阵 $[g(\mathbf{X}) \ L_f g(\mathbf{X})]$ 在 $x_1 > \varepsilon$ 的条件下秩为 2, 与系统的维数相等, 同时向量场 $\{g(\mathbf{X})\}$ 的满足向量场集合的对合性^[18], 由此得证非线性系统(2)可以转化为一个可控的线性系统。

2.2 线性化标准型

根据式(2)所给出的输出函数无法对系统进行精确反馈线性化。为了使系统能够精确反馈线性化, 需重新构造一个输出函数 $y = \omega(\mathbf{X})$, 使系统对输出函数的关系度 r 与系统阶数 n 相等。求得 $y =$

$$\omega(\mathbf{X}) = \frac{1}{2} Cx_1^2 + \frac{1}{2} Lx_2^2。$$

由所得的 $\omega(\mathbf{X})$ 可计算:

$$L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial \omega(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} f(\mathbf{X}) = -\frac{x_1^2}{R} - P_L + x_2 u_{\text{bat}} \quad (4)$$

$$L_g L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial L_f \omega(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} g(\mathbf{X}) = \frac{2x_1 x_2}{CR} + \frac{u_{\text{bat}} x_1}{L} \quad (5)$$

$$L_f^2 \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial L_f \omega(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} f(\mathbf{X}) = -\frac{2x_1 x_2}{CR} + \frac{2x_1^2}{CR^2} + \frac{2P_L}{CR} - \frac{u_{\text{bat}} x_1}{L} + \frac{u_{\text{bat}}^2}{L} \quad (6)$$

因此可取坐标变换:

$$\begin{cases} z_1 = \omega(\mathbf{X}) = \frac{1}{2} Cx_1^2 + \frac{1}{2} Lx_2^2 \\ z_2 = L_f \omega(\mathbf{X}) = -\frac{x_1^2}{R} - P_L + x_2 u_{\text{bat}} \end{cases} \quad (7)$$

经坐标变换后, 原非线性系统可变换成下列 Brunovsky 标准型系统。

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v \end{cases} \quad (8)$$

式中: z_1 、 z_2 为精确反馈线性化后系统的状态变量; v 为新系统的控制变量, 它与原控制变量 d 的关系如式(9)。

$$d = \frac{-L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + v}{L_g L_f \omega(\mathbf{X})} \quad (9)$$

3 反步滑模变结构控制器设计

双向直流变换器中滤波电感、电容由于老化其值可能会发生微小的变化, 负载会随时间变化等, 因此式(8)所建立的模型存在不精确性。考虑到诸多因素, 式(8)可重新改写为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + L_g L_f \omega(\mathbf{X}) \cdot d + F(t) \end{cases} \quad (10)$$

式中, $F(t)$ 为不确定项和外界干扰的总不确定性。

传统的反步控制方法无法保证鲁棒性, 通过引

入滑模项, 可克服干扰, 保证控制器的鲁棒性^[19-20]。

在反步法设计之前, 首先要定义跟踪误差:

$$\begin{cases} m_1 = z_1 - z_d \\ \dot{m}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_d \end{cases} \quad (11)$$

式中, z_d 为 z_1 的参考值。

反步法由前往后递推, 每一步都有一个 Lyapunov 镇定函数, 通过逐步修正算法进而调整控制器, 实现系统的全局稳定^[21]。

1) 定义 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} m_1^2 \quad (12)$$

$$z_2 = m_2 + \dot{z}_d - c_1 m_1 \quad (13)$$

式中: c_1 为正的常数; m_2 为虚拟控制项,

$$m_2 = z_2 - \dot{z}_d + c_1 m_1。$$

由式(11)和式(13)可得

$$\dot{m}_1 = z_2 - \dot{z}_d = m_2 - c_1 m_1 \quad (14)$$

对式(12)求导, 并将式(14)代入其中可得

$$\dot{V}_1 = m_1 \dot{m}_1 = m_1 m_2 - c_1 m_1^2 \quad (15)$$

如果 $m_2 = 0$, 则 $\dot{V}_1 \leq 0$ 。为此, 需要进行下一步设计。

2) 定义 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} m_2^2 \quad (16)$$

对 V_2 进行求导, 得

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + m_2 \dot{m}_2 \quad (17)$$

式(13)结合式(10)可得:

$$\dot{m}_2 = \dot{z}_2 + c_1 \dot{m}_1 - \ddot{z}_d = L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + L_g L_f \omega(\mathbf{X}) \cdot d + F(t) + c_1 \dot{m}_1 - \ddot{z}_d \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)得到

$$\dot{V}_2 = m_2 (L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + L_g L_f \omega(\mathbf{X}) \cdot d + F(t) + c_1 \dot{m}_1 - \ddot{z}_d) + m_1 m_2 - c_1 m_1^2 \quad (19)$$

根据滑模控制理论, 选择滑模面:

$$s = m_2 \quad (20)$$

滑模趋近律选为

$$\dot{s} = -\eta \text{sgn}(s) - c_2 s \quad (21)$$

式中: $\eta > 0$; $c_2 > 0$ 。

利用式(20)、式(21)并结合式(19), 可设计如下的控制律:

$$d = \frac{-L_f^2 \omega(\mathbf{X}) - c_1 \dot{m}_1 + \ddot{z}_d - m_1 - \eta \text{sgn}(s) - c_2 s}{L_g L_f \omega(\mathbf{X})} \quad (22)$$

将式(22)代入式(19)可得

$$\dot{V}_2 = -c_1 m_1^2 - c_2 m_2^2 - \eta |m_2| + m_2 F(t) \quad (23)$$

根据双向直流变换器的工作原理以及电力系统

的实际工况，滤波电感、电容以及负载的变化值有限，故 $F(t)$ 是有限的，设 $|F(t)| \leq K$ ， K 为 $F(t)$ 的上限。选取控制参数 $\eta \geq K$ ，由式(23)可得

$$\dot{V}_2 \leq -c_1 m_1^2 - c_2 m_2^2 < 0 \quad (24)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理，由式(24)和式(16)可得系统在 $(m_1, m_2) = (0, 0)$ 处是渐近稳定的。

滑模控制中存在“抖振”，为削弱这种现象，本文使用式(25)函数替代式(22)中的 $\text{sgn}(s)$ [22]。

$$\gamma(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \quad (25)$$

式中， $\delta = \begin{cases} 0 & |s| \geq k_1 \\ \delta_0 & |s| < k_1 \end{cases}, \delta_0 > 0$ 。

4 仿真与分析

为了验证所提出的控制方法的正确性，利用 PSCAD 对系统进行数值仿真。系统参数分别为蓄电池端电压 194 V，直流微电网含有两个 4 kW 的直流恒阻抗负载，输出直流电压参考值为 400 V，滤波电感 $L = 3 \text{ mH}$ ，滤波电容 $C = 3000 \text{ }\mu\text{F}$ ，开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$ 。精确反馈线性化滑模变结构控制参数： $c_1 = 10000$ 、 $c_2 = 6000$ 、 $\eta = 10000$ 、 $\delta_0 = 46$ 和 $k_1 = 100$ ；作为对比的逆推控制器参数为 $k_1 = 10000$ 、 $k_2 = 6000$ ；作为对比的 PI 控制器电压外环参数为 $K_{pu} = 50$ ， $K_{ui} = 0.01$ ；电流内环参数为 $K_{pi} = 10000$ ， $K_{ii} = 0.0001$ 。

工况：系统中选取光伏作为分布式电源，设定仿真时间为 5 s，初始条件下环境温度保持在 25 °C，光照强度为 1000 W/m²，直流微电网中接入 8 kW 直流负载；当 $t = 1.5 \text{ s}$ 时，改变光照强度为 1400 W/m² 相当于改变了恒功率负荷的值；当 $t = 2.5 \text{ s}$ 时，切除 4 kW 恒阻抗负载；当 $t = 3.5 \text{ s}$ 时，改变光照强度为 600 W/m²；当 $t = 4.5 \text{ s}$ 时，接入 4 kW 恒阻抗负载，图 3 给出了等效恒功率负荷(P_L)的功率曲线，蓄电池剩余容量如图 4 所示，图 5(a)为 1.5 s 功率突变时的直流母线电压波形图，图 5(b)为 2.5 s 切除负载时的直流母线电压波形图，图 5(c)为 3.5 s 时接入负载时的直流母线电压波形图，图 5(d)为 4.5 s 以后的直流母线电压波形图。

为便于分析电压误差，定义电压偏移方差为

$$S(u) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} (u_{dc} - u_{ref})^2 dt}{t_2 - t_1} \quad (26)$$

式中： t_1 和 t_2 为采样开始时刻与结束时刻； u_{ref} 为直流母线电压参考值。

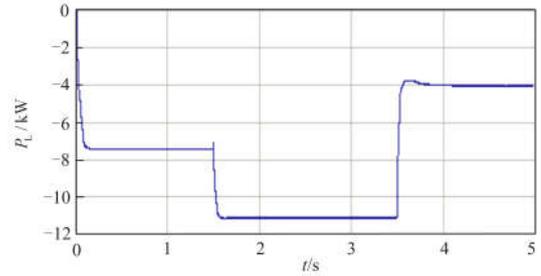


图 3 等效恒功率负荷(P_L)的功率曲线

Fig. 3 Power curve of equivalent constant power load (P_L)

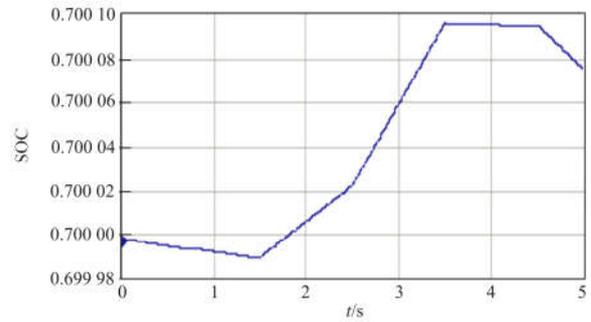
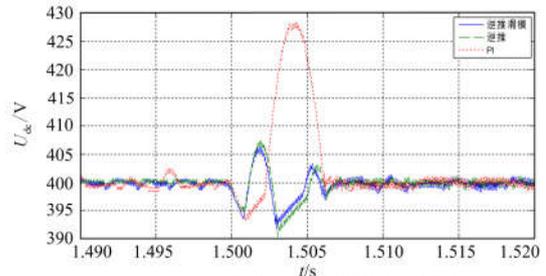
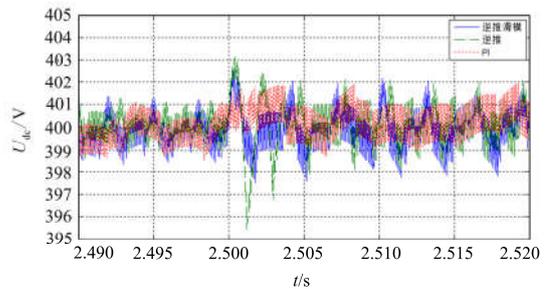


图 4 蓄电池剩余容量

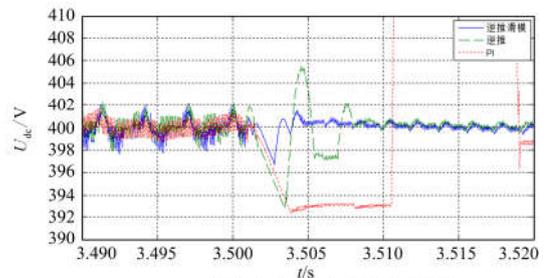
Fig. 4 Surplus capacity of battery



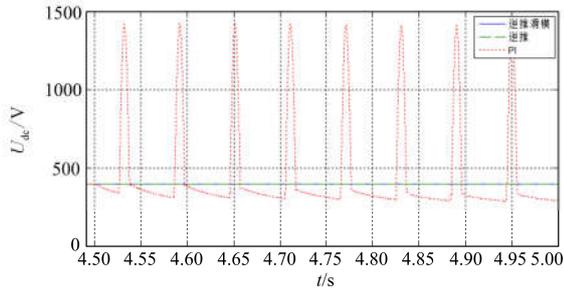
(a) 1.5 s 功率突变时直流母线电压波形



(b) 2.5 s 功率突变时直流母线电压波形



(c) 3.5 s 功率突变时直流母线电压波形



(d) 4.5 s后直流母线电压波形

图5 直流母线电压波形

Fig. 5 DC bus voltage waveforms

当 $t=1.5$ s 时, 由于光照强度增强导致等效恒功率负荷减少 3.5 kW, 等效恒功率负荷的突变引起直流母线电压扰动, 本文所提的逆推滑模控制方法下的直流母线电压扰动约为 13 V, 逆推控制方法下的直流母线电压扰动约为 17 V, 传统 PI 控制方法下的直流母线扰动约为 34 V, 逆推滑模控制方法下的最大电压偏差为 1.5%, 也是三种方法中最小的, 逆推滑模控制方法下响应速度约为 0.006 s, 是三种方法中最快的。

当 $t=2.5$ s 时, 由于切除 4 kW 恒阻抗负载, 阻性负载的突变引起直流母线电压扰动, 本文所提的逆推滑模控制方法在抗扰动和响应速度上也体现出方法的优越性。

当 $t=3.5$ s 时, 由于光照强度减小导致等效恒功率负荷增加 7 kW, 等效恒功率负荷的突变引起直流母线电压扰动, 本文所提的逆推滑模控制方法下的直流母线电压扰动约为 3 V, 其最大电压偏差为 0.75%, 两者均是三种方法中最小的, 逆推滑模控制方法下响应速度约为 0.004 s, 是三种方法中最快的。

当 $t=4.5$ s 时, 由于再次接入 4 kW 恒阻抗负载, 阻性负载的突变引起直流母线电压扰动, 本文所提的逆推滑模控制方法可以使直流母线电压保持稳定, 而传统 PI 控制方式由于内环的输出达到了内环的限幅值所以控制其失去了调节性能, 系统失控。

待仿真稳定后截取 0.5~5 s 波形进行分析, 逆推滑模控制与逆推控制下的电压合格率均为 100%, PI 控制下的电压合格率则低于 100%。逆推滑模控制下的电压偏移方差为 0.5007, 逆推控制下的电压偏移方差为 0.4198, PI 控制方式下由于 4.5 s 后失稳, 故截取 0.5~4.5 s 进行分析得出其电压偏移方差为 59.6721。

由图 4、图 5 可知, 所提出的双向直流变换器精确反馈线性化反步滑模控制方法能在蓄电池充放电两种模式下控制直流母线电压稳定, 稳态时母线

电压偏离参考值小, 且在功率波动时直流母线电压波动得到快速有效的抑制, 由图 5(d)可知精确反馈线性化反步滑模控制方法扩大了系统的稳定区域。

设定电感和电容最大误差为 10%。图 6(a)为 $L=3$ mH、 $C=3000$ μ F 时的直流母线电压波形图, 稳态后最大电压偏差为 1.5%, 电压偏移方差为 0.5007; 图 6(b)为 $L=2.7$ mH、 $C=2700$ μ F 时的直流母线电压波形图, 稳态后最大电压偏差为 2%, 电压偏移方差为 0.6026; 图 6(c)为 $L=3.3$ mH、 $C=3300$ μ F 时的直流母线电压波形图, 稳态后最大电压偏差为 1.5%, 电压偏移方差为 0.4301。对其他参数组合进行了仿真分析, 仿真结果: 当 $L=2.7$ mH、 $C=3300$ μ F 时, 最大电压偏差为 2.5%, 电压偏移方差为 1.0652; 当 $L=3.3$ mH、 $C=2700$ μ F 时, 最大电压偏差为 2.8%, 电压偏移方差为 0.6039。

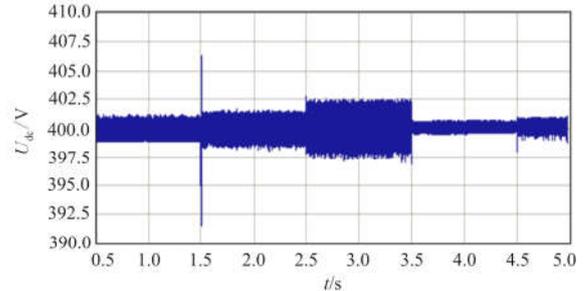
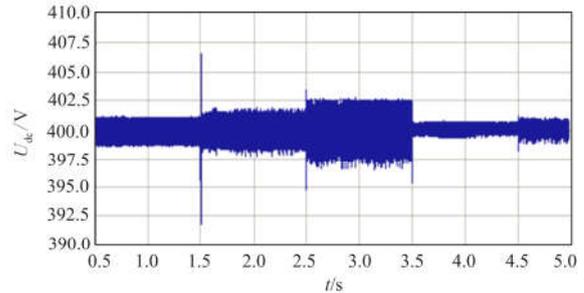
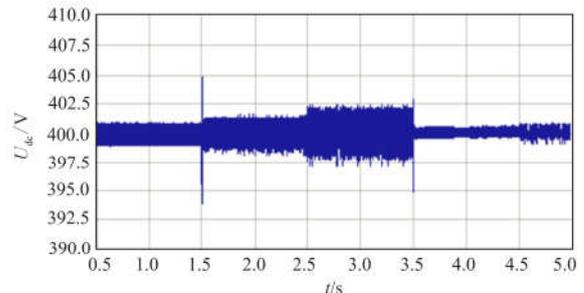
(a) $L=3$ mH、 $C=3000$ μ F 时, 直流母线电压波形图(b) $L=2.7$ mH、 $C=2700$ μ F 时, 直流母线电压波形图(c) $L=3.3$ mH、 $C=3300$ μ F 时, 直流母线电压波形图

图6 改变 LC 参数时直流母线电压波形图

Fig. 6 DC bus voltage waveforms while changing the LC parameters

上述结果表明,当电感和电容参数摄动时,电压合格率均为100%。本文所提的控制方法对参数变化不敏感,直流母线电压最大电压偏差满足直流微电网的要求,稳态偏差小,能够保证电压准确快速地跟踪参考电压。

5 结论

本文将精确反馈线性化与反步滑模控制相结合,将其应用到直流微网中的双向直流变换器上,解决了变换器的非最小相位特性和变结构特性,减小了直流母线电压的稳态误差,使直流母线更快地进入稳定状态,保证了系统在不确定性和非线性条件下以及外界干扰情况下的鲁棒性和稳定性。通过仿真验证,本文中所提的控制方法与传统PI控制方法相比较,能够明显地减小母线电压的波动,扩大系统的稳定范围,证明了所提控制方法在双向直流变换器系统应用的有效性和正确性。

参考文献

- [1] 刘文, 杨慧霞, 祝斌. 微电网关键技术研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(14): 152-155.
LIU Wen, YANG Huixia, ZHU Bin. Survey on key technologies of microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(14): 152-155.
- [2] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI 10.1186/s41601-016-0019-8.
- [3] 米阳, 吴彦伟, 符杨, 等. 独立光储直流微电网分层协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 37-45.
MI Yang, WU Yanwei, FU Yang, et al. Hierarchical coordinated control of island DC microgrid with photovoltaic and storage system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 37-45.
- [4] GUERRERO J M, VASQUEZ J C, MATAS J, et al. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids: a general approach toward standardization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 158-172.
- [5] 吴卫民, 何远彬, 耿攀, 等. 直流微网研究中的关键技术[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 98-106.
WU Weimin, HE Yuanbin, GENG Pan, et al. Key technologies for DC micro-grids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 98-106.
- [6] ARCIDIACONO V, MONTI A, SULLIGOI G. Generation control system for improving design and stability of medium-voltage DC power systems on ships[J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2012, 2(3): 158-167.
- [7] 李玉梅, 查晓明, 刘飞. 含有多个恒功率负荷的多源直流微电网振荡抑制研究[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(3): 40-46.
LI Yumei, ZHA Xiaoming, LIU Fei. Oscillation suppression of multi-source DC microgrid with multiple constant-power loads[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(3): 40-46.
- [8] 杨忠林, 查晓明, 孙建军, 等. 基于反馈线性化的直流微电网全局稳定方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(10): 10-14.
YANG Zhonglin, ZHA Xiaoming, SUN Jianjun, et al. Global stabilization based on feedback linearization for DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(10): 10-14.
- [9] 张旭辉, 温旭辉, 赵峰. 抵消恒功率负载负阻抗特性影响的双向 Buck/Boost 变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 195-201.
ZHANG Xuhui, WEN Xuhui, ZHAO Feng. The control scheme counteracting negative impedance of constant power load for bi-directional Buck/Boost[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(11): 195-201.
- [10] WANG J, HOWE D. A power shaping stabilizing control strategy for DC power systems with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2982-2989.
- [11] 高朝晖, 林辉, 张晓斌. Boost 变换器带恒功率负载状态反馈精确线性化与最优跟踪技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 70-75.
GAO Zhaohui, LIN Hui, ZHANG Xiaobin. Exact linearization and optimal tracking control of Boost converter with constant power loads[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 70-75.
- [12] 丁明, 田龙刚, 潘浩, 等. 交直流混合微电网运行控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 1-8.
DING Ming, TIAN Longgang, PAN Hao, et al. Research on control strategy of hybrid AC/DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 1-8.
- [13] 朱鑫, 刘俊勇, 刘洋, 等. 基于滑模变结构的含不平衡负荷微电网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(6): 25-32.
ZHU Xin, LIU Junyong, LIU Yang, et al. Study of micro-grid control strategy contained unbalanced load based on sliding-mode variable structure[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(6): 25-32.
- [14] 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.
- [15] 梁涛. 基于不同模型下的蓄电池储能系统仿真研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- LIANG Tao. Simulation research of battery energy storage systems based on different models[D]. Chongqing: Chongqing University, 2015.
- [16] 李玉梅, 查晓明, 刘飞, 等. 带恒功率负荷的直流微电网母线电压稳定控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 57-64.
- LI Yumei, ZHA Xiaoming, LIU Fei, et al. Stability control strategy for DC microgrid with constant power load[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 57-64.
- [17] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [18] 乐江源, 谢运祥, 洪庆祖, 等. Boost 变换器精确反馈线性化滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 16-23.
- LE Jiangyuan, XIE Yunxiang, HONG Qingzu, et al. Sliding mode control of Boost converter based on exact feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 16-23.
- [19] LIN F J, SHEN P H, HSU S P. Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive[J]. IEEE Proceeding Electrical Power Application, 2002, 149(3): 184-194.
- [20] 王艳, 陈进军, 纪志成. 基于SG的Buck变换器自适应反步滑模控制器[J]. 南京航空航天大学学报, 2008, 40(5): 682-686.
- WANG Yan, CHEN Jinjun, JI Zhicheng. Adaptive backstepping sliding mode controller for buck converter by system generator[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2008, 40(5): 682-686.
- [21] 沈艳霞, 陈进军. 断续导通模式的 Buck 变换器反步滑模控制[J]. 南京理工大学学报, 2008, 32(6): 754-758.
- SHEN Yanxia, CHEN Jinjun. Backstepping sliding mode control for Buck converter in DCM[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2008, 32(6): 754-758.
- [22] 侯波, 穆安乐, 董锋斌, 等. 单相电压型全桥逆变器的反步滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 93-99.
- HOU Bo, MU Anle, DONG Fengbin, et al. Backstepping sliding mode control strategy of single-phase voltage source full-bridge inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 93-99.

收稿日期: 2016-12-19; 修回日期: 2017-06-30

作者简介:

王宝华(1968-), 男, 博士研究生, 研究方向为电力系统分析与非线性控制; E-mail: wangbaohuaa@163.com

蒋力(1992-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网控制研究。E-mail: 383207503@qq.com

(编辑 姜新丽)