

基于自适应 PSO 的微电网双向 DC-DC 变换器 前馈自抗扰控制*

李浩东^{1,2}, 肖伸平^{1,2}, 余 锦^{1,2}

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007;

2. 湖南工业大学 电传动控制与智能装备湖南省重点实验室, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 针对传统 PI 控制光储微电网系统双向 DC-DC 变换器存在的直流母线电压波动大、充放电有效性差、抗干扰能力弱等问题, 设计了一种基于自适应粒子群优化 (APSO) 的双闭环控制策略。首先, 建立双向 DC-DC 变换器的数学模型。其次, 设计了包括电压环线性自抗扰控制 (ADRC)、电流环 PI 控制的双闭环控制系统, 并在电压环中加入前馈控制以增强控制系统的鲁棒性。然后, 针对自抗扰控制器参数难以整定的问题, 提出了一种基于 APSO 算法的参数优化系统, 该算法引入了自适应惯性权重因子, 使惯性权重在粒子群迭代过程中可以动态调整以获得更佳的寻优效果。最后, 设计一种带罚函数的时间乘以误差绝对值积分 (ITAE) 指标作为适应度函数, 实现了前馈线性自抗扰控制 (FF-LADRC) 系统控制参数的自主寻优。MATLAB 仿真结果表明, 所提控制策略能够有效减小直流母线电压波动, 提升储能系统的充放电性能, 解决了线性自抗扰控制器参数整定问题。

关键词: 直流微电网; 双向 DC-DC 变换器; 线性自抗扰控制; 前馈控制; 自适应粒子群优化

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)02-0073-09

doi: 10.12177/emca.2022.168

Feedforward Active Disturbance Rejection Control of Microgrid Bidirectional DC-DC Converter Based on Adaptive PSO*

LI Haodong^{1,2}, XIAO Shenping^{1,2}, YU Jin^{1,2}

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. Key Laboratory for Electric Drive Control and Intelligent Equipment of Hunan Province, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: In order to solve the problems of bidirectional DC-DC converter in traditional PI-controlled optical storage microgrid system, such as large voltage fluctuation of DC bus, poor efficiency of charge and discharge and weak anti-interference ability, a double closed-loop control strategy based on adaptive particle swarm optimization (APSO) is designed. Firstly, the mathematical model of bidirectional DC-DC converter is established. Secondly, a double closed-loop control system with voltage loop linear active disturbance rejection control (ADRC) and current loop PI control is designed, and feedforward control is added to the voltage loop to enhance the robustness of the control system. Then, a parameter optimization system based on APSO algorithm is proposed to solve the problem that the parameters of active disturbance rejection controller are difficult to tune. The adaptive inertia weight factor is

收稿日期: 2022-07-10; 收到修改稿日期: 2022-10-20

* 基金项目: 国家重点研发计划项目 (2019YFE0122600)

作者简介: 李浩东 (1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术及系统控制。

肖伸平 (1965—), 男, 博士, 博士生导师, 研究方向为时滞系统鲁棒控制理论及应用。

余 锦 (1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为时滞系统鲁棒控制理论及应用。

introduced in the algorithm so that the inertia weight can be dynamically adjusted in the process of particle swarm optimization to obtain better optimization results. Finally, a kind of integral of time and absolute error (ITAE) index with penalty function is designed as fitness function, and the control parameters of feedforward linear active disturbance rejection control (FF-LADRC) system are optimized autonomously. The simulation results in MATLAB show that the proposed control strategy can effectively reduce the voltage fluctuation of DC bus, improve the charge-discharge performance of energy storage system, and solve the problem of parameters setting of linear active disturbance rejection controller.

Key words: DC microgrid; bidirectional DC-DC converter; linear active disturbance rejection control (LADRC); feedforward control; adaptive particle swarm optimization (APSO)

0 引言

近年来,人们对能源短缺和环境污染的关注日益增加,许多可持续和可再生能源逐渐涌现,如光伏发电、风力发电与水能发电等。其中光伏发电资源丰富、安全可靠、无污染,是当今最具发展前景的发电技术之一。然而,光伏发电具有随机性和间歇性的特点,很容易受到外界环境的影响。在微电网系统中,电能存储单元起着至关重要的作用,其一方面可以改善可再生能源输出的不稳定性对电能质量的影响,抑制大电网本身的电压波动;另一方面可以保障直流微电网的供电可靠性,提高电能利用率^[1]。双向 DC-DC 变换器作为直流母线和储能介质的接口电路,在微电网系统中具有重要作用。光储微电网双向 DC-DC 变换器控制方法的研究逐渐成为储能控制问题的研究热点。传统基于 PI 控制的电压电流双闭环控制策略已无法适应电压范围变化大、负载变化剧烈的场合^[2]。文献[3]提出一种预测电流控制方法,相比于双闭环 PI 控制方法,该方法达到了优化系统静态性能的目的。文献[4]设计了一种非线性控制算法,实现了超级电容恒流充电与恒压放电的控制目标,但并未探究电源输入侧突变对系统的影响。以上控制方法虽然在控制性能方面比传统 PI 控制强大很多,但其严重依赖系统的模型信息,并需要复杂的数学计算。自抗扰控制(ADRC)技术^[5]不需要依赖被控对象精确的数学模型,控制算法简单,鲁棒性强。但 ADRC 参数较多,调节过程复杂繁琐,经验依赖性较强^[6]。2003 年高志强^[7]提出带宽法,将 ADRC 简化为线性自抗扰控制(LADRC)结构,控制参数减少到三个。近年来,诸多学者纷纷在变换器控制领域对 ADRC/LADRC 进行研究。文献[8]采用电压环

PI 控制和电流环非线性 ADRC,有效抑制了直流母线电压波动。文献[9]提出一种基于前馈线性自抗扰控制(FF-LADRC)方法的蓄电池储能控制策略,有效抑制了直流母线电压波动,提高了蓄电池储能系统的充放电性能。然而自抗扰控制器的待定参数往往是在特定条件下依赖于人的经验和具体的问题试凑得到的,自抗扰控制器的参数整定问题仍是需要关注的重点。

粒子群优化(PSO)算法^[10]以其简单易行、收敛速度快、设置参数少等特点,成为现代优化方法领域研究的热点。但是传统 PSO 算法在多扰动、高复杂度的情况下容易陷入局部最优解。基于此,本文针对由光伏输出的不确定性和负载突变对光储微电网系统造成的直流母线电压波动、蓄电池充放电性能差等问题,设计了一种光储微电网双向 DC-DC 变换器电压环 LADRC、电流环 PI 控制的双闭环控制系统,在保证 ADRC 性能的同时,大大简化了其的参数和结构,并在电压环中加入前馈控制,进一步改善控制系统的鲁棒性和适应性。针对 ADRC 参数整定困难的问题,基于自适应粒子群优化(APSO)算法设计出一种参数优化系统,该算法为防止粒子群陷入局部极值,引入自适应惯性权重对粒子群进行实时调整,并结合带宽法提出的调参经验选取带罚函数的时间乘以误差绝对值积分(ITAE)准则作为线性自抗扰控制器的优化性能指标。通过 APSO 对 FF-LADRC 系统参数进行整定优化,实现参数自整定。最后在 MATLAB 中仿真,通过与传统 PI 控制、LADRC 进行对比,证明了本文所提控制策略的正确性和优越性。

1 直流微电网结构及工作原理

本文研究的微电网系统结构如图 1 所示,主要由光伏阵列、电力电子变换器、储能装置及负载

构成。光伏阵列通过光伏前级 Boost 变换器接入直流母线,采用最大功率点跟踪(MPPT)方法,实现升压和最大功率输出。储能装置通过双向 DC-DC 变换器恒压充放电达到抑制直流母线电压波动的目的。电网通过 DC-AC 变换器与直流母线进行能量交换。当直流微电网系统处于动态稳定时,直流母线上的动态功率平衡方程为

$$P_{PV} + P_{bat} + P_{load} + P_G = 0 \quad (1)$$

式中: P_{PV} 为光伏阵列功率; P_{bat} 为蓄电池功率; P_{load} 为负荷功率; P_G 为电网流入直流母线的功率。

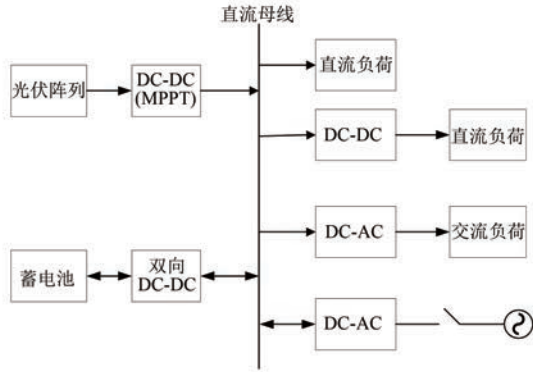


图1 含储能装置的直流微电网系统结构图

因为本文只考虑直流微电网在孤岛运行模式下通过控制储能单元与直流母线之间的功率平衡实现电压稳定,所以设定 $P_G = 0$ 。根据负荷功率和光伏阵列输出的最大功率,合理控制双向 DC-DC 变换器的开关状态,使能量在储能装置与直流母线之间进行双向流动,确保直流母线上的功率平衡,达到抑制电压波动的效果^[11]。

2 双向 DC-DC 变换器的拓扑结构及数学建模

2.1 变换器拓扑结构

非隔离双向 DC-DC 变换器结构简单、开关元件少、控制方便,比较适合分布式发电的电压和功率等级较低的应用场合^[12]。因此,本文选用非隔离半桥式双向 DC-DC 变换器,其拓扑结构如图2所示。 U_{sc} 为储能侧电压, U_{dc} 为直流母线侧电压, C_2 为储能侧电容, C_1 为直流母线侧电容, L 为电感, D_1 和 D_2 为反并联二极管,VT1 和 VT2 为全控型绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。当分布式发电产生的电能过多时,双向 DC-DC 变换器为

Buck 模式,此时能量从直流母线流向储能装置,储能装置储存电能。相反,当分布式发电产生的电能过少时,双向 DC-DC 变换器切换到 Boost 模式,此时能量从储能装置流向直流母线。

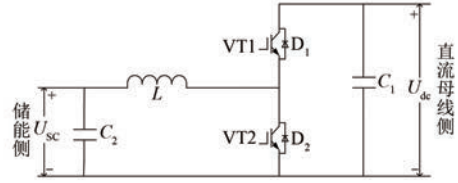


图2 非隔离半桥式双向 DC-DC 变换器

2.2 数学模型的建立

Buck-Boost 变换器由于其高度的非线性和不连续性,很难建立精确的数学模型,目前广泛使用的 Buck-Boost 变换器数学模型基于状态空间平均法,在忽略电感、电容和等效电阻的情况下,选取直流母线电容电压 U_{dc} 和电感电流 i_L 作为状态变量,分别建立电路工作在 Boost 模式和 Buck 模式下的数学模型。

2.2.1 Boost 模式下的数学模型

开关管 VT1、VT2 关断,反并联二极管 D_2 截止, D_1 导通,可得状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_{dc}C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{sc} \quad (2)$$

式中: R_{dc} 为直流母线侧等效电阻。

开关管 VT2 导通,VT1 关断,反并联二极管 D_1 、 D_2 关断,可得状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{dc}C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{sc} \quad (3)$$

采用状态空间平均法,得到 Boost 模式下电路的状态空间平均方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_{Boost}}{L} \\ \frac{1-d_{Boost}}{C_1} & -\frac{1}{R_{dc}C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{sc} \quad (4)$$

式中: d_{Boost} 为双向 DC-DC 变换器工作于 Boost 模式时的占空比; R_{sc} 为储能侧等效电阻。

通过小信号建模和拉普拉斯变换得到传递函

数为

$$\begin{cases} G_{id1}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_{dc}(C_1s + 2/R_{dc})}{LC_1s^2 + Ls/R_{dc} + (1 - d_{Boost})^2} \\ G_{vi1}(s) = \frac{\hat{U}_{dc}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R_{dc}(1 - d_{Boost})^2 - sL}{(1 - d_{Boost})(R_{dc}C_1s + 2)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\hat{d}$ 为占空比; s 为复频率。

2.2.2 Buck 模式下的数学模型

Buck 模式的工作状态与 Boost 模式类似, 这里不再重复。同样, 当电路工作在 Buck 模式时, 状态空间平均方程和传递函数分别如下所示:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_{Buck}}{L} \\ -\frac{d_{Buck}}{C_1} & \frac{1}{R_{dc}C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{sc} \quad (6) \\ G_{id2}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_{dc}(C_2s + 1/R_{sc})}{LC_2s^2 + Ls/R_{sc} + 1} \\ G_{vi2}(s) = \frac{\hat{U}_{dc}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{LC_2s^2 + sL/R_{sc} + 1}{(C_2s + 1/R_{sc})d_{Buck}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: d_{Buck} 为双向 DC-DC 变换器工作于 Buck 模式时的占空比。

3 双向 DC-DC 变换器 FF-LADRC 策略

根据图 2 所示的电路, 设计如图 3 所示的系

$$\begin{cases} \ddot{U}_{dc} = \frac{-L}{C_1(1 - d_{Boost})R_{dc}} \ddot{i}_L + \frac{K_P R_{dc}(1 - d_{Boost})^2 - K_I L}{C_1(1 - d_{Boost})K_P R_{dc}} \dot{i}_L - \frac{2K_P + C_1 K_I R_{dc}}{C_1 K_P R} \dot{U}_{dc} - \frac{2K_I}{C_1 K_P R_{dc}} U_{dc} + \\ \frac{(1 - d_{Boost})K_I}{C_1 K_P} i_L = f(\ddot{i}_L, \dot{i}_L, \dot{U}_{dc}, U_{dc}) + \frac{(1 - d_{Boost})K_I}{C_1 K_P} u_1 \\ u_1 = i_L \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \ddot{U}_{dc} = \frac{L}{d_{Buck}} \ddot{i}_L + \frac{K_P L + C_2 K_I L R_{sc}}{C_2 K_P R_{sc} d_{Buck}} \dot{i}_L + \frac{K_I L + K_P R_{sc}}{C_2 K_P R_{sc} d_{Buck}} i_L - \frac{K_P + C_2 K_I R_{sc}}{C_2 K_P R_{sc}} \dot{U}_{dc} - \frac{K_I}{C_2 K_P R_{sc}} U_{dc} + \frac{K_I}{C_2 K_P d_{Buck}} i_L = \\ f(\ddot{i}_L, \dot{i}_L, \dot{U}_{dc}, U_{dc}) + \frac{K_I}{C_2 K_P d_{Buck}} u_1 \\ u_1 = i_L \end{cases} \quad (11)$$

式中: f 为总扰动; K_P 、 K_I 为 PI 控制参数。

由式 (10) 和式 (11) 可知, 电压环的控制对象

统控制框图, 电压环采用 FF-LADRC, 电流环采用 PI 控制, 利用蓄电池电流等于电感电流的原理来控制电感电流, 从而达到控制蓄电池充放电电流的目的。在保障直流母线电压稳定的同时, 进一步提升了系统的抗干扰能力和快速响应能力。

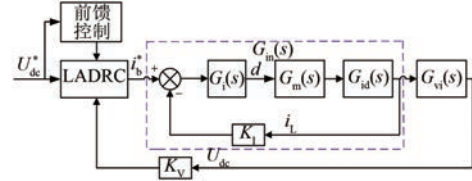


图 3 FF-LADRC 闭环控制框图

图 3 中, U_{dc}^* 表示直流母线给定参考电压, 通过 FF-LADRC 输出电流内环参考电流 i_b^* , 再经过电流环 PI 控制器输出占空比 d , $G_i(s)$ 表示 PI 控制器的传递函数, $G_m(s)$ 表示脉宽调制器的传递函数, $G_{id}(s)$ 表示控制信号到电感电流的传递函数, $G_{vi}(s)$ 表示电感电流到直流母线电压的传递函数, K_I 、 K_V 分别为电流、电压的采样系数。综上所述, 电流环的闭环传递函数可以定义为

$$G_{in}(s) = \frac{G_i(s)G_m(s)G_{id}(s)}{1 + G_i(s)G_m(s)G_{id}(s)K_I} \quad (8)$$

所以, FF-LADRC 控制对象的传递函数可以定义为

$$G(s) = G_{in}(s)G_{vi}(s) \quad (9)$$

将 $G(s)$ 进行拉普拉斯反变换并化简成含扰动的自抗扰范式, 可得 Boost 和 Buck 模式下的状态方程分别如下所示:

为不同工作模式下的高阶系统。因此, 选择二阶前馈线性自抗扰控制器作为电压环控制器。考虑

到直流母线电压是一个给定的恒定值,可省掉跟踪微分器,简化 ADRC 的结构。其中 FF-LADRC 的内部结构如图 4 所示。

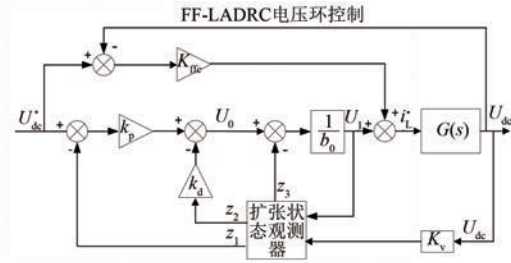


图 4 FF-LADRC 内部控制结构

3.1 线性扩张状态观测器模型

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -\beta_1(z_1 - U_{dc}) + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\beta_2(z_1 - U_{dc}) + z_3 + b_0 u_1 \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - U_{dc}) \end{cases} \quad (12)$$

式中: z_1 为 U_{dc} 的估计值; z_2 为 z_1 的微分值; z_3 为系统总扰动 f 的观测值; $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为线性扩张状态观测器的可调参数; b_0 为系统控制量增益的估计值。

3.2 状态误差反馈控制器模型

$$\begin{cases} u_0 = k_p(U_{dc}^* - z_1) - k_d z_2 \\ u_1 = (u_0 - z_3)/b_0 \end{cases} \quad (13)$$

式中: u_0 为状态误差反馈输出值; k_p 和 k_d 为状态误差反馈控制器的控制增益。

根据线性自抗扰控制器的参数整定方法^[7]可得:

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_o \\ \beta_2 = 3\omega_o^2 \\ \beta_3 = \omega_o^3 \\ k_p = \omega_e^2 \\ k_d = 2\omega_e \end{cases} \quad (14)$$

式中: ω_e 为状态误差反馈控制器带宽; ω_o 为扩张观测器带宽,一般取值为 $\omega_o = 3\omega_e \sim 5\omega_e$ 。

经过参数化设计之后, LADRC 要调整的参数为 ω_o, ω_e, b_0 三个参数,这三个参数是决定线性自抗扰控制器性能的重要参数。

3.3 电压环中前馈控制器设计

前馈控制器是根据干扰信号大小和变化趋势按补偿原理来工作的控制系统,控制作用的发生时间是在干扰作用的发生瞬间而不需等到偏差出

现之后,其比反馈控制更加及时有效,并且不受系统滞后的影响。本文中前馈控制信号的算法为

$$[U_{dc}^*(t) - U_{dc}(t)] \times K_{ffc} + u_1(t) = i_L^*(t) \quad (15)$$

式中: K_{ffc} 为前馈控制系数,本文取值为 1.2。

4 基于 APSO 的 LADRC 参数优化设计

4.1 APSO 算法

对于标准粒子群算法,其惯性权重 ω 是一个给定的恒定值。而惯性权重描述的是粒子的上一代速度对当前代速度的影响, ω 值较大,全局搜索能力强,局部搜索能力弱; ω 值较小,则局部搜索能力强,全局搜索能力弱。当问题空间较大时,为了能够使搜索速度和搜索精度之间达到平衡,一般措施是使算法在前期有较强的全局搜索能力以得到合适的种子,而在后期有较强的局部搜索能力以提升收敛精度。因此,引入变动的自适应惯性权重,动态适应问题的求解流程。粒子群算法具体公式及自适应惯性权重公式分别如下所示:

$$\begin{cases} V_{id}^{k+1} = \omega V_{id}^k + c_1 r_1 (P_{id}^k - X_{id}^k) + c_2 r_2 (P_{gd}^k - X_{id}^k) \\ X_{id}^{k+1} = X_{id}^k + V_{id}^{k+1} \end{cases} \quad (16)$$

$$\omega_i^d = \begin{cases} \omega_{\min} + (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \frac{f(x_i^d) - f_{\min}^d}{f_{\text{average}}^d - f_{\min}^d}, & f(x_i^d) \leq f_{\text{average}}^d \\ \omega_{\max}, & f(x_i^d) > f_{\text{average}}^d \end{cases} \quad (17)$$

式中: V_{id}^k, V_{id}^{k+1} 分别为当前的粒子速度和更新的粒子速度; X_{id}^k, X_{id}^{k+1} 分别为当前粒子位置和最新粒子位置; P_{id}^k 为个体最优位置; P_{gd}^k 为群体最优位置; r_1, r_2 为 0 到 1 的随机数字; c_1, c_2 为加速度常数、调节学习最大步长; $\omega_{\min}$ 和 $\omega_{\max}$ 为预设的最小与最大惯性系数,一般 $\omega_{\min}$ 取 0.4, $\omega_{\max}$ 取 0.9; ω_i^d 为第 d 次迭代时第 i 个粒子的惯性权重值; f_{average}^d 为第 d 次迭代时所有粒子的平均适应度; $f_{\min}^d$ 为第 d 次迭代时所有粒子的最小适应度,如下所示:

$$f_{\min}^d = \min \{f(x_1^d), f(x_2^d), \dots, f(x_n^d)\} \quad (18)$$

与传统 PSO 算法相比,基于此思想设计的惯性权重调整方法将适应度较好的粒子与适应度较

差的粒子区分开。对于适应度好的粒子,增强其局部搜索能力以找到更优解,而适应度差的粒子则增强其全局搜索能力,防止陷入局部最优。本方法兼顾了全局搜索能力和局部搜索能力,有效避免了粒子陷入局部最优,很好地提高了搜索效率。

4.2 适应度函数的选择

适应度函数作为 PSO 更新粒子速度与位置的基础,其能否充分表征控制效果成为决定系统自寻优质量的重要影响因素^[13]。考虑系统初始运行时大误差造成的过渡过程影响,以及保证系统后期的稳定性,结合带罚函数所提出的调参经验,本文选取带罚函数的 ITAE 准则作为适应度函数。本文方法不仅能够将系统的运行时间与绝对误差相联系,而且可以最大程度地消除后期误差量,进一步提高粒子群寻优的搜索效率。适应度函数具体公式为

$$f(\tau)=\int_0^t \tau|e(t)|\mathrm{d}\tau+P \tag{19}$$

式中: $|e(t)|$ 为直流母线电压参考值与实际母线电压值的瞬时误差绝对值; t 为系统运行时间; P 为给定罚函数,如下所示:

$$P=\begin{cases} 1, & \omega_c>\omega_0 \\ 0, & \omega_c\leqslant\omega_0 \end{cases} \tag{20}$$

将需要整定的三个参数定义为 APSO 的一个粒子,每个粒子和粒子群的表示如下:

$$\begin{cases} x_i=[w_0,w_c,b_0] \\ X_n=[x_1,x_2,\cdots,x_n] \end{cases} \tag{21}$$

式中: $i=1,2,\cdots,n,n$ 为粒子总数。

APSO 寻优的基本过程如图 5 所示,前馈线性自抗扰控制器优化系统如图 6 所示。

5 系统仿真结果与分析

5.1 微电网系统仿真

负荷功率和光伏输出功率的突然变化是造成直流母线电压的波动主要原因。基于此,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建如图 1 所示的微电网系统,进行光伏阵列输出功率和负荷功率投切扰动仿真。为简化分析,负载侧选用纯电阻负载,利用阻值的切换来模拟负荷功率的波动。为验证所提控制策略在微电网系统中的正确性及优越性,将 LADRC、PI 控制进行比较,为保证公平性,

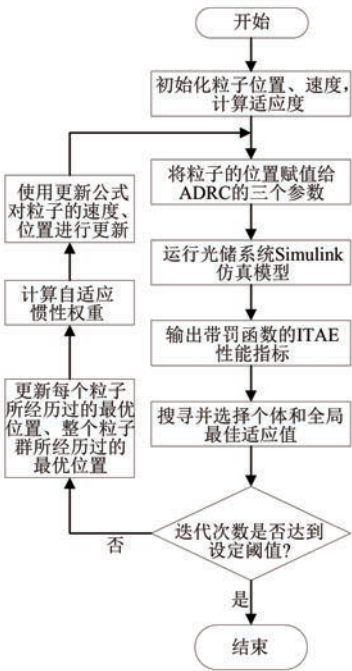


图 5 APSO 寻优流程

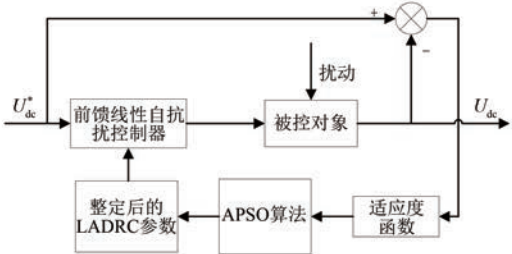


图 6 参数优化结构框图

已将 PI 控制器调至最佳状态。系统具体参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数名称	参数值
直流母线参考电压/V	220
蓄电池额定电压/V	110
直流负荷功率/kW	1
直流母线电容/ μF	750
开关频率/kHz	20
电感/mH	2

5.1.1 负荷扰动仿真

保持光照强度 $S=1\,000\text{ W/m}^2$ 不变,在 $t=0.3\text{ s}$ 时,负荷功率由 1 kW 增加到 2 kW , $t=0.6\text{ s}$ 时,再由 2 kW 减小到 1 kW 。双向 DC-DC 变换器

采用三种不同控制方式,直流母线电压波形对比如图 7 所示。 $t=0.3\text{ s}$ 时,由于光伏输出功率不变,负荷功率增加,此时需要储能装置向直流母线提供能量以维持功率平衡。蓄电池处于放电状态,双向 DC-DC 变换器处于 Boost 模式。 $t=0.6\text{ s}$ 时,负荷功率减小,直流母线过剩的功率抬高母线电压,此时双向 DC-DC 变换器处于 Buck 模式,将过剩的功率传送至储能装置,蓄电池处于充电状态。负荷扰动下直流母线电压具体性能指标如表 2 所示,蓄电池输出波形如图 8 所示。

表 2 三种控制策略性能指标对比

控制策略	负荷功率突增		负荷功率突减	
	调节时间/s	电压波动幅值/V	调节时间/s	电压波动幅值/V
PI 控制	0.055	13.3	0.062	13.5
LADRC	0.021	4.1	0.025	4.7
FF-LADRC	0.004	2.2	0.013	2.8

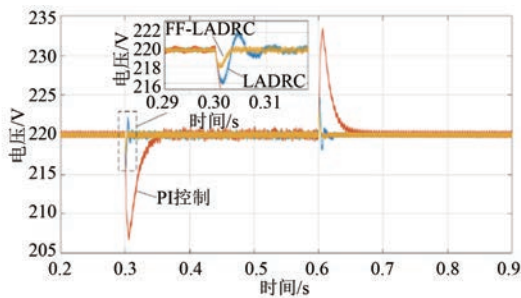
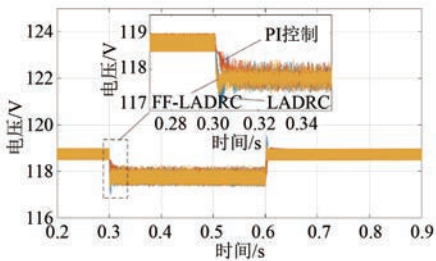


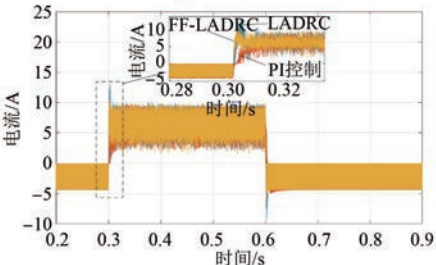
图 7 负荷扰动下直流母线电压波形

5.1.2 光伏阵列扰动仿真

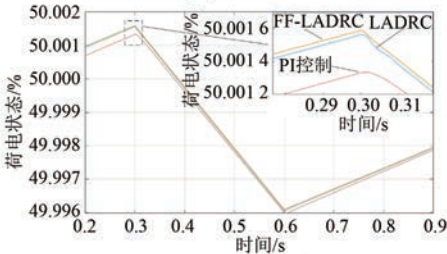
保持负荷功率 $P_{load}=1\text{ kW}$ 不变,在 $t=0.3\text{ s}$ 时,光照强度由 1 000 W/m^2 减少到 600 W/m^2 , $t=0.6\text{ s}$ 时,光照强度再由 600 W/m^2 突增到 1 000 W/m^2 ,图 9 为双向 DC-DC 变换器采用三种不同控制方式时的直流母线电压波形对比。 $t=0.3\text{ s}$ 时,光伏侧发出的能量减小,此时需要蓄电池向直流母线提供能量以维持功率的动态平衡,双向 DC-DC 变换器处于 Boost 模式,蓄电池处于放电状态。 $t=0.6\text{ s}$ 时,光照强度增强,微电源出力增大,直流母线电压被抬高,双向 DC-DC 变换器处于 Buck 模式,蓄电池处于充电状态,能量从直流母线侧流向储能侧以维持母线电压稳定。光伏阵列扰动下直流母线电压具体性能指标如表 3



(a) 电压波形



(b) 电流波形



(c) 荷电状态波形

图 8 负荷扰动下蓄电池输出波形

所示,蓄电池输出波形如图 10 所示。

表 3 三种控制策略性能指标对比

控制策略	光伏功率突增		光伏功率突减	
	调节时间/s	电压波动幅值/V	调节时间/s	电压波动幅值/V
PI 控制	0.040	10.4	0.050	7.7
LADRC	0.020	3.1	0.020	2.9
FF-LADRC	0.006	2.0	0.014	1.8

5.1.3 仿真结果分析

仿真结果表明,在蓄电池充放电转换过程中,直流母线电压在 LADRC 下会出现振荡现象,而在 PI 控制下则会出现超调量过大、动态响应时间过长的的问题,只有 FF-LADRC 在满足超调量小和响应速度快的同时,有效避免了电压振荡现象。蓄电池输出的电压和电流在 LADRC 下存在较大的超调量,而 PI 控制下则存在动态响应速度慢的问题,不利于系统的稳定运行。蓄电池荷电状态

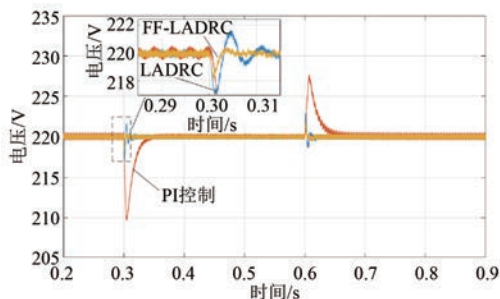
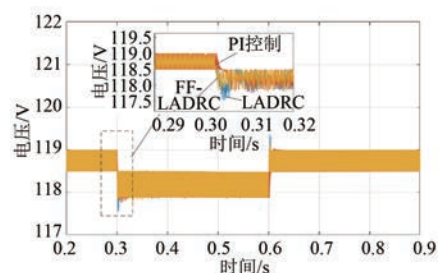
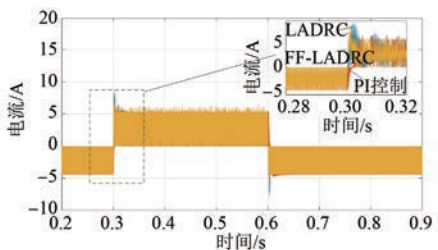


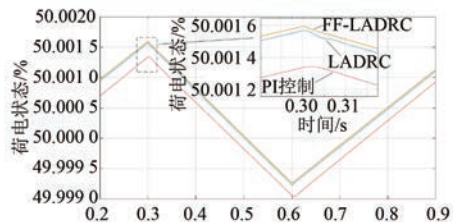
图9 光伏阵列扰动下直流母线电压波形



(a) 电压波形



(b) 电流波形



(c) 荷电状态波形

图10 光伏阵列扰动下蓄电池输出波形

波形图验证了本文所提蓄电池充放电模式的正确性,相比于LADRC与PI控制,FF-LADRC具有更优的动态响应速度和调节能力。综上所述,无论直流微电网受到负荷扰动还是光伏阵列扰动,本文所提控制策略均可使直流母线电压、蓄电池输出电压及电流的动态响应速度更快、超调量更小、鲁棒性更强。

5.2 参数优化仿真

本文为降低寻优难度以及避免出现参数寻优的无边界性,依据模型信息进行初步调参以确定

初始参数及寻优范围。APSO算法的具体参数设置:粒子随机生成范围为初始值的0.1~10倍;随机粒子生成数量为30;最大迭代速度为0.6;最大惯性权重因数为0.9;最小惯性权重为0.4;学习因子 c_1 、 c_2 均为1.49445。FF-LADRC系统优化参数设置为: $\omega_c = 4\ 000 \times k\omega_c$, $\omega_o = 4\ 500 \times k\omega_o$, $b_0 = 4 \times 107 \times kb_0$,其中 $k\omega_c$ 、 $k\omega_o$ 、 kb_0 为FF-LADRC初始参数的优化因子。LADRC系统参数按照同样方法进行优化,这里不再阐述。其中FF-LADRC系统参数优化因子迭代过程如图11所示,适应度函数迭代过程如图12所示,优化效果对比图如图13所示。

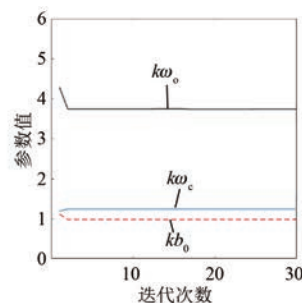


图11 优化因子迭代过程

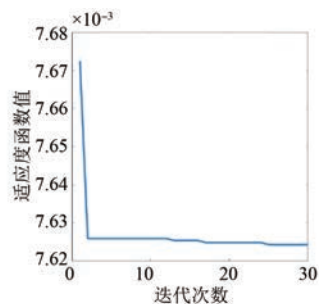


图12 适应度函数迭代过程

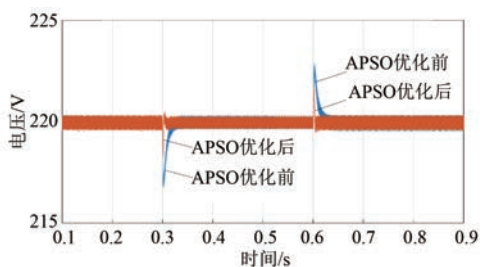


图13 优化前后对比

由图11~图13可以看出,在优化过程中,优化因子逐渐收敛到参数上、下限范围内的一个最佳值。经参数优化后,适应度函数值得到了明显

的减小。通过优化前后的直流母线电压对比可以看出,当直流微电网系统受到相同的扰动时,优化后的直流微电网系统的调节时间较短,波动幅度较小。因此,使用 APSO 对线性自抗扰控制器进行参数优化是有效的。

6 结 语

本文首先建立了双向 DC-DC 变换器的数学模型,然后设计了一种电压外环 FF-LADRC、电流内环 PI 控制的双闭环控制策略,解决了传统的双闭环 PI 控制系统存在的快速性与超调量之间的矛盾。在此基础上,通过 APSO 算法对线性自抗扰控制器的参数进行优化,并提出一种适用于线性自抗扰控制器的优化性能指标,实现了线性自抗扰控制器的参数自整定。最后在 MATLAB 中进行仿真,仿真结果表明本文所提控制策略增强了直流微电网系统的鲁棒性,提高了系统的自适应能力,验证了本策略的有效性与合理性。

【参 考 文 献】

- [1] 雷志方,汪飞,高艳霞,等. 面向直流微网的双向 DC-DC 变换器研究现状和应用分析[J]. 电工技术学报,2016,31(22): 137.
- [2] 杨惠. 光伏储能双向 DC-DC 变换器控制策略研究[D]. 西安:西安理工大学,2018.
- [3] 梅杨,李晓晴,齐园园. 光储系统中双向 DC/DC 变换器预测电流控制[J]. 电力电子技术,2016,50(5): 28.
- [4] 李轩,李永丽,常晓勇. 基于精确线性化理论的超级电容储能系统的非线性控制算法[J]. 电工技术学报,2016,31(21): 12.
- [5] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学,2007,1(1): 24.
- [6] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2017.
- [7] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference,2003.
- [8] 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.
- [9] 刘志坚,李晓磊,梁宁,等. 基于前馈自抗扰控制方法的蓄电池储能控制策略[J]. 电机与控制应用,2020,47(6): 97.
- [10] KENNEDY J, EBERHART R. Particle swarm optimization [C] // Proceedings of ICNN' 95-International Conference on Neural Networks,1995.
- [11] 付建哲,郭昆丽,闫东. 直流微电网内双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制研究[J]. 国外电子测量技术,2020,39(3): 47.
- [12] 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(S2): 10.
- [13] 杨镇宇,王俊飞,鄢志丹,等. 自适应 PSO-LADRC 的永磁同步电机转速控制[J]. 微电机,2021,54(6): 65.
- [10] 乐健,李星锐,周谦,等. 电力系统多区域分布式状态估计方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(5): 165.
- [11] 陈煜,蒋伟,周继恩. 基于预测模型的轨迹数据压缩方法[J]. 计算机应用,2018,38(1): 171.
- [12] 朱罡,王茂春. 含新能源发电的电力系统状态估计研究[J]. 电网与清洁能源,2020,36(4): 32.
- [13] 屈志坚,徐振清,周锐霖,等. 按列存储的配电网监测数据包区间编码正规化压缩处理[J]. 电力自动化设备,2018,38(3): 56.
- [14] 张佳辰,刘晓光,王刚. 多种存储环境下压缩数据库的缓存优化[J]. 计算机应用,2018,38(5): 1404.
- [15] 蒋婵,梁俊斌,马方强,等. 移动低占空比传感网中基于分段拟合压缩的数据容灾存储算法[J]. 电子学报,2020,48(12): 2376.

(上接第 72 页)