

基于线性自抗扰控制的光储充系统母线电压控制策略

凌浩南, 袁义生, 何俊, 张钟艺

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对离网光储充系统在光伏功率波动和负载突变下易出现直流母线电压跌落、源荷功率失衡及电池过充过放等问题, 提出一种储能侧控制与系统能量管理相结合的控制策略。首先, 在 Buck-Boost 电路母线恒压控制中引入线性自抗扰控制 (LADRC), 利用线性扩张状态观测器估计并补偿系统总扰动, 以改善传统 PI 控制动态响应滞后和参数适应性差等问题。其次, 引入虚拟电容模型, 设计母线恒压、电池恒压充电和恒压放电三环竞争控制策略, 实现母线功率平衡及电池防过充、防过放保护。进一步结合光伏 Boost 电路 MPPT/降功率切换控制和 EV 侧负载降额控制, 构建负载优先模式能量管理策略。实验结果表明, 所提方法可减小负载切入时的母线电压跌落, 实现光伏、储能及负载协调运行, 提高系统稳定性和可靠性。

关键词: 光储充系统; 线性自抗扰控制; 直流母线电压; 动态特性; 虚拟电容

中图分类号: TM46

文献标志码: A

Bus Voltage Control Strategy for the PV-Storage-Charging System

Based on Linear Active Disturbance Rejection Control

Ling Haonan, Yuan Yisheng, He Jun, Zhang Zhongyi

(School of Electrical & Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract : To address the issues of DC bus voltage drop, source-load power imbalance, and battery overcharge/overdischarge in off-grid PV-storage-charging systems under photovoltaic power fluctuations and load transients, a control strategy combining energy storage-side control and system energy management is proposed. First, linear active disturbance rejection control (LADRC) is introduced into the DC bus voltage regulation of the Buck-Boost converter. A linear extended state observer is employed to estimate and compensate for the total system disturbance, thereby improving the dynamic response delay and poor parameter adaptability of traditional PI control. Second, a virtual capacitor model is introduced, and a three-loop competitive control strategy consisting of bus voltage regulation, battery constant-voltage charging, and battery constant-voltage discharging is designed to achieve DC bus power balance and battery overcharge/overdischarge protection. Furthermore, by integrating the MPPT/derating switching control of the PV Boost converter and the EV-side load derating control, a load-priority energy management strategy is established. Experimental results demonstrate that the proposed method can reduce the DC bus voltage drop during load switching, achieve coordinated operation among PV generation, energy storage, and loads, and improve the stability and reliability of the off-grid PV-storage-charging system.

Key words: PV-storage-charging system; linear active disturbance rejection control; DC bus voltage; dynamic performance; virtual capacitor

随着新能源技术的快速发展, 直流母线型光储充微电网因无无功功率损耗、无需相位同步及结构简单等优势^[1-3], 成为微电网领域的研究热点。然而, 在离网运行模式下, 系统脱离了大电网的强电压钳位^[4], 直流母线电压的稳定完全依赖于系统内部微源的自主协同调节^[5]。面对光伏出力的随机波动与大功率负载

收稿日期: 2026-07-20

基金项目: 江西省自然科学基金 (20232ACB204024)

的投切，微网极易出现瞬时功率失衡，导致母线电压大幅波动甚至系统崩溃。因此，设计具备强抗扰能力与快速动态响应的多源协调控制策略，是保障离网光储充系统稳定运行的关键。

离网光储充系统稳定运行面临母线电压动态响应和源荷功率匹配两大难题。一方面，储能侧变流器负责母线稳压。传统母线电压外环采用基于误差消除反馈的 PI 控制，其滞后性导致动态响应速度慢^[6]，且参数整定高度依赖于特定工况下的小信号模型^[7]。离网多模式切换时，PI 控制难以保证全工况下的控制效果一致性，易产生较大动态电压偏差，难以协调响应速度、超调量和跌落值^[8]。此外，若为提高外环抗扰能力而盲目提升 PI 电压环带宽，二倍频纹波更易传递至电流内环指令^[9-10]，使储能电池产生低频交变充放电电流，进而影响电池寿命。因此，母线电压外环需要强抗扰能力和适合工程实现的整定方式。线性自抗扰控制（LADRC）利用线性扩张状态观测器^[11]（LESO）将未建模动态及参数摄动等统一等效为“总扰动”并进行估计补偿^[12]，从而提高系统在各工况下动态调节能力；同时，相比自抗扰控制（ADRC），LADRC 采用更简单的 LESO 和线性误差反馈结构，参数通过带宽法整定^[13-14]，更便于工程应用。现有 LADRC 母线控制研究主要侧重利用扰动估计补偿减小母线电压偏差和提高抗扰性能，而对提高母线动态响应过程中外环带宽与储能侧电感电流纹波之间的关系关注不足，本文进一步关注在提高母线动态响应的同时避免电池侧电感电流纹波明显增大，并通过多组控制参数实验比较母线最大电压偏差、恢复时间与电池侧电感电流纹波，进一步揭示母线动态性能与储能侧电流应力之间的权衡关系。另一方面，当光伏发电充足且电池充满时，若光伏仍保持最大功率点跟踪（MPPT），将导致直流母线过压；当光伏出力不足且储能耗尽时，若所有负载仍维持额定输出，将迅速拉低母线电压。因此，光伏侧需具备主动降额能力，系统在极端缺电时也需对次要负载主动降额，从而形成覆盖极端功率边界工况的全局能量协调机制。

针对上述问题，本文主要从母线电压动态控制和电池充放电边界控制两方面进行改进。首先，区别于已有 LADRC 主要关注母线电压动态性能的改善，本文进一步利用 LESO 扰动补偿降低母线动态性能对高外环带宽的依赖，使所提 LADRC 母线电压外环在提高母线动态响应的同时避免电池侧电感电流纹波增大。其次，引入虚拟电容可提高电池接近充满和放空边界时的控制稳定性，避免因端电压受内阻压降影响而引起充放电电流反复切换或振荡。虚拟电容通过对充放电电流积分表征电池不含瞬态内阻压降影响的等效内部电压，并结合母线恒压、电池恒压充电和恒压放电三环竞争，实现电池防过充、防过放控制。在此基础上，本文按照负载优先原则划分不同源荷功率及电池状态工况，并通过 PV 侧 MPPT/降功率切换和 EV 侧负载降额构造相应运行过程，用于验证所提母线电压控制及电池边界控制在不同离网工况下的有效性。

1 基于直流母线的光储充系统结构及工作模式

1.1 基于直流母线的光储充系统结构

选用基于图 1 中的直流母线（DC-bus）型的光储充系统作为研究对象，系统结构如图 1 所示，它包含：

1）外部端口：光伏系统（PV）为源端口，逆变（INV）侧交流负载与 EV（半桥 LLC）侧直流负载为荷端口，储能电池（BAT）作为双向端口，根据系统功率余缺状态，既可作为源端口，也可作为荷端口。

2）内部变流器电路：PV 作为主供电单元，经单向 Boost 升压电路接入；交流负载与直流负载作为消耗单元，分别经单相 H 桥逆变器与半桥 LLC 谐振变换器接入；储能系统则由双向 Buck/Boost 变换器接入，负责吸收剩余功率或补充功率缺额以维持母线电压。

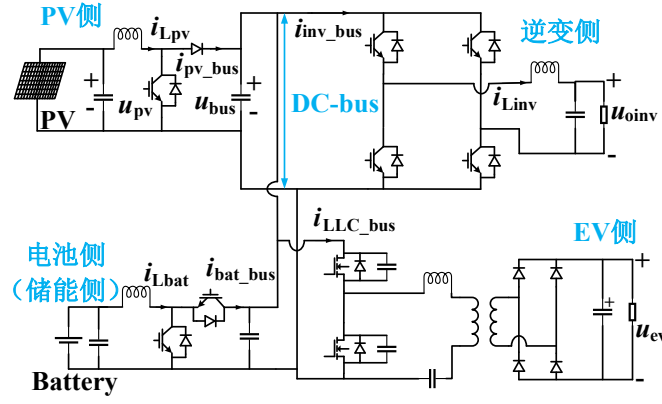


图 1 基于直流母线的光储充系统结构

Fig.1 Structure of the DC-bus based PV-storage-charging system

图 1 中， i_{inv_bus} 为母线上流入全桥逆变器的电流， i_{LLC_bus} 为母线上流入半桥 LLC 的电流， i_{pv_bus} 为 Boost 流入母线的电流， i_{bat_bus} 为 Buck/Boost 流入母线的电流，Battery 为电池， i_{Lpv} 为 Boost 电路电感电流， i_{Lbat} 为 Buck/Boost 电路电感电流，定义其为正时表示放电，为负时表示充电， i_{Linv} 为 H 桥逆变器电感电流， u_{bus} 为母线电压， u_{pv} 为 PV 电压， u_{ev} 为半桥 LLC 变换器输出电压， u_{oinv} 为逆变器输出电压。

1.2 基于直流母线的光储充系统工作模式

基于直流母线的光储充系统包括并网模式和离网模式。相比并网模式，离网模式系统失去大电网的电压支撑，直流母线电压需依靠光伏、储能及负载侧变流器自主协调维持。若光伏出力波动或负载突变，系统易出现瞬时功率失衡，导致母线电压大幅波动甚至失稳，因此离网模式的控制逻辑和能量管理更加复杂。

离网模式常采用“负载优先”和“电池优先”两种模式，前者优先保障负载供电，功率缺额电池补充；后者优先满足电池充电需求。后续控制设计与实验验证针对复杂度较高的离网负载优先模式展开。

2 系统的控制方法及能量管理策略

在离网工况下，逆变侧和 EV 侧都是功率消耗端，且功率由外部工况决定。因此，控制母线电压平衡只能由储能电池和 PV 侧变流器决定，以下仅讨论这两部分的控制。

2.1 双向 Buck-Boost 变换器的控制方法

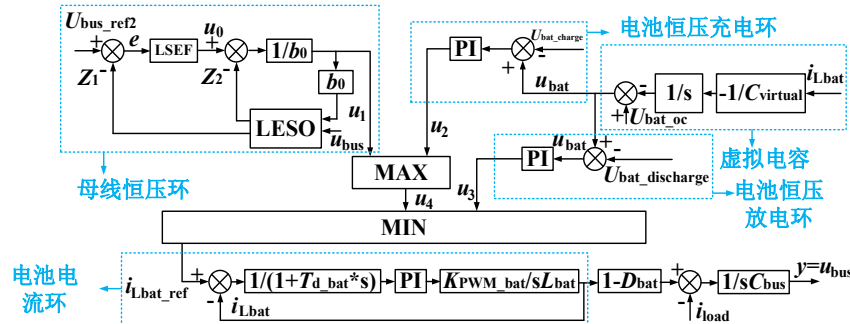


图 2 双向 Buck-Boost 变换器控制框图

Fig.2 Control block diagram of the bidirectional Buck-Boost converter

储能侧 Buck-Boost 电路包含母线恒压、电池恒压充电和电池恒压放电三种控制模式^[15-16]：

1) 母线恒压控制：旨在稳定 u_{bus} ，根据电压偏差双向调节功率流向，实现母线功率支撑。

2) 电池恒压充电控制：维持 u_{bat} 在上限值，通过恒压充电吸收冗余功率，兼顾防过充与系统功率平衡。

3) 电池恒压放电控制：维持 u_{bat} 在下限值，通过恒压放电补充功率缺额，兼顾防过放与系统功率平衡。

如图 2 所示， $U_{\text{bus_ref2}}$ 母线电压指令； $U_{\text{bat_charge}}$ 和 $U_{\text{bat_dsicharge}}$ 分别为电池充电上限和放电下限； $U_{\text{bat_oc}}$ 为模拟电池开路电压； u_{bat} 为虚拟电容电压； $i_{\text{Lbat_ref}}$ 为电池电流环指令； u_1 ， u_2 ， u_3 分别为母线恒压环、电池恒压充电环和电池恒压放电环输出， u_4 为 u_1 与 u_2 的竞争结果； $T_{\text{d_bat}}$ 为电池电流环控制延时； $K_{\text{pwm_bat}}$ 为电池侧调制增益； L_{bat} 为电池侧电感的电感量； D_{bat} 为双向 Buck-Boost 变换器在 Boost 模式对应的占空比； C_{bus} 为母线电容； u_0 为 LSEF 输出； b_0 为标称控制增益； z_1 ， z_2 分别为 x_1 、 x_2 的估算值。

在电池充电与放电电压环中，由于电池内阻的存在，导致检测到的电压不是电池真实的内部电压，为避免电池充电接近饱和电压时电流振荡的问题，或者电池放电接近关断电压时的电流振荡问题，引入虚拟电容 C_{virtual} 来模拟电池充放电的过程，如式（1）所示。其中 $u_{\text{bat_pre}}$ 为上一拍虚拟电容电压， T_s 为采样周期。

$$u_{\text{bat}} = u_{\text{bat_pre}} + i_{\text{Lbat}} * T_s / C_{\text{virtual}} \quad (1)$$

根据式（1）得虚拟电容容值计算式

$$C_{\text{virtual}} = \frac{i_{\text{L_av}} t_{\text{c/d}}}{du_{\text{bat}}} \quad (2)$$

其中 $i_{\text{L_av}}$ 是平均充电或放电电流， $t_{\text{c/d}}$ 是希望虚拟电池从下限到上限，或从上限到下限所需的时间。

三环竞争原理如下： u_1 与 u_2 竞争取较大值，得到结果 u_4 ， u_3 与 u_4 再与竞争，取较小值作为 $i_{\text{Lbat_ref}}$ 。 u_1 和 u_2 竞争取较大值的目的是让电池先以大电流充电，即将充满时切换为涓流充电，保障电池寿命。当 PV 功率充足，能全额满足负载还有剩余功率给电池充电且电池未充满时，电池需充电， u_1 和 u_2 为负，两者竞争取较大值， u_3 为正，再与 u_4 竞争，取较小值，因此 u_4 作为最终充电电流。当 PV 功率不足以支撑所有负载所需额定功率且电池能够放电时，电池需放电， u_1 为正， u_2 为零，两者竞争取较大值，结果为 u_1 ； u_3 为正，再与 u_1 竞争，取较小值，因此 u_1 与 u_3 的竞争结果作为最终放电电流。

当电池有充电需求时，虚拟电容电压由开路电压 $U_{\text{bat_oc}}$ 开始上升，直到其达到 $U_{\text{bat_charge}}$ 停止上升，完成充电；当电池需要放电时，虚拟电容电压由 $U_{\text{bat_oc}}$ 开始下降，直到其达到 $U_{\text{bat_dsicharge}}$ 停止下降，结束放电。电池实现充满停止充电与放完停止放电的原理如下：电池充满电指 u_{bat} 到达 $U_{\text{bat_charge}}$ ，此时 u_2 约为 0，因 PV 功率过剩， u_1 为负的充电电流指令，与 u_2 竞争取较大值，再与 u_3 竞争，又因 $u_3 \geq 0$ ，因此 $i_{\text{Lbat_ref}}$ 为 0，电池停止充电。电池放完电的机理与此类似。

在母线恒压控制中，母线电压环采用线性自抗扰控制 LADRC，其原理与控制器参数设计如下：

设计电压环时，需要对电流环进行化简，化简后的电流环微分方程为

$$2T_s \dot{i}_{\text{Lbat}} + i_{\text{Lbat}} = i_{\text{Lbat_ref}} \quad (3)$$

母线电容平均值状态方程^[17]

$$\frac{du_{\text{bus}}}{dt} = \frac{u_{\text{bat}}}{C_{\text{bus}} u_{\text{bus}}} i_{\text{L_bat}} - \frac{i_{\text{load}}}{C_{\text{bus}}} \quad (4)$$

其中， $i_{\text{load}} = i_{\text{inv_bus}} + i_{\text{LLC_bus}} - i_{\text{pv_bus}}$ 。令 $y = u_{\text{bus}}$ ， b_0 为标称控制增益，可得

$$\dot{y} = b_0 u + \left[\left(\frac{u_{\text{bat}}}{C_{\text{bus}} y} - b_0 \right) u - \frac{2T_s u_{\text{bat}}}{C_{\text{bus}} y} \dot{i}_{\text{Lbat}} - \frac{i_{\text{load}}}{C_{\text{bus}}} \right] \quad (5)$$

令总扰动

$$f(t) = \left(\frac{u_{\text{bat}}}{C_{\text{bus}} y} - b_0 \right) u - \frac{2T_s u_{\text{bat}}}{C_{\text{bus}} y} \dot{i}_{\text{Lbat}} - \frac{i_{\text{load}}}{C_{\text{bus}}} \quad (6)$$

则母线电容平均值状态方程可表示为

$$\dot{y} = b_0 u + f(t) \quad (7)$$

令 $x_1 = y$, $x_2 = f$, $df/dt = h(t)$, 则有物理系统方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f + b_0 u \\ \dot{x}_2 = \dot{f} = h(t) \end{cases} \quad (8)$$

定义 z_1 为 x_1 的估算值, z_2 为 x_2 的估算值, 观测误差等于估算值减去反馈值, 即 $e = z_1 - y$, 得

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + b_0 u - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (9)$$

令 $u = (u_0 - z_2)/b_0$, 其中, u_0 为闭环控制的虚拟指令。把 u 代入最初的物理系统方程, 得

$$\frac{dy}{dt} = \dot{y} = u_0 + f - z_2 \approx u_0 \quad (10)$$

根据图 2, 有

$$u_0 = \omega_{c1} (u_{\text{bus_ref}} - z_1) \quad (11)$$

代入 u 的方程, 得到 LSEF 控制律

$$u = \frac{\omega_{c1} (u_{\text{bus_ref}} - z_1) - z_2}{b_0} \quad (12)$$

根据带宽法观测器配置, 有 LESO 的特征方程

$$\Delta = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \quad (13)$$

解得 $\beta_1 = 2\omega_0$, $\beta_2 = \omega_0^2$ 。考虑到实际数字控制系统中不可避免的采样延迟、及高频开关噪声, 若将观测器带宽 ω_0 逼近理论极限, 极易引发噪声放大效应并导致内外环频段重叠。因此, 留出安全裕量, 将 ω_0 设定为内环等效带宽的 1/10, 并将控制器带宽 ω_{c1} 配置为 ω_0 的 1/5 至 1/3, 以以兼顾系统抗扰性能与噪声抑制能力。根据式 (12) 得 LADRC 母线电压环的输出

$$u_{\text{LADRC}} = \frac{\omega_{c1}}{b_0} e - \frac{-z_2}{b_0} \quad (14)$$

而对于 PI 控制, 定义 k_{pv} 、 k_{iv} 分别为比例系数、积分系数, 其输出

$$u_{PI} = k_{pv} e - k_{iv} \int e dt \quad (15)$$

当 $k_{pv}=\omega_{c1}/b_0$ 时，如果误差定义、控制输出变量相同，两者比例反馈强度相同。

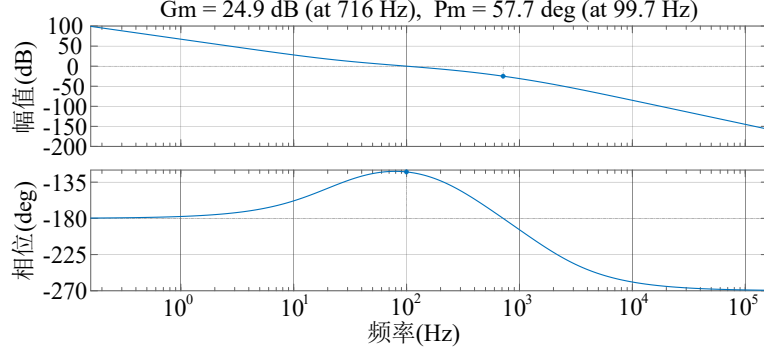


图 3 双向 Buck-Boost 变换器电压环开环伯德图

Fig.3 Bode plots of the current and voltage loops for the bidirectional buck-boost converter

化简后电流环带宽为 10 000 rad/s，则 $\omega_0=1\ 000$ rad/s， $\omega_{c1}=200$ rad/s，根据 β_1 、 β_2 与 ω_0 的关系得 $\beta_1=2\ 000$ ， $\beta_2=1 \times 10^6$ ，基于此参数绘制 LADRC 电压外环的开环伯德图，如图 3 所示。基于 LADRC 的电池侧直流母线电压外环满足离网光储充系统的复杂调控需求，其开环穿越频率为 99.7 Hz，开环相位裕度为 57.7°。

2.2 Boost 变换器的控制方法

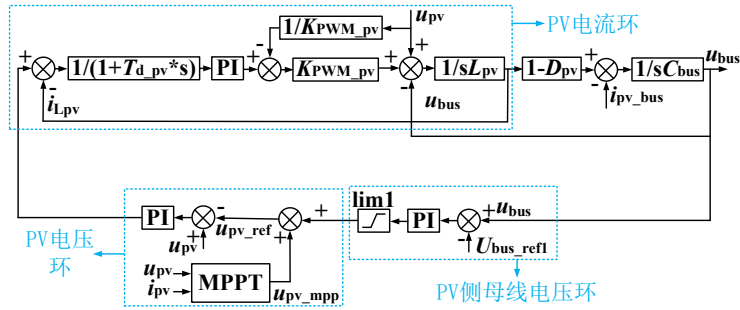


图 4 Boost 控制框图

Fig. 4 Control block diagram of the Boost converter

图 4 中， U_{bus_ref1} 为 PV 母线电压环指令； T_{d_pv} 为 PV 电流环控制延时； K_{pwm_pv} 为 PV 侧调制增益； L_{pv} 为 PV 侧电感的电感量； D_{pv} 为 PV 侧 Boost 变换器的占空比； i_{pv} 为 PV 电流； u_{pv_mpp} 为 PV 最大功率点电压； u_{pv_ref} 为 PV 电压环指令；lim1 为 PV 侧母线电压环输出限幅器。PV 侧 Boost 变换器负责执行 MPPT 或母线稳压，其控制框图如图 4 所示，可实现两类自动切换：

1) MPPT 控制：储能负责母线稳压时，Boost 负责提取 PV 的最大功率。

2) 功率匹配控制：Boost 通过图 4 中的 PV 侧母线电压环调节光伏输出功率稳定 u_{bus} 。其中， U_{bus_ref1} 在 U_{bus_ref2} 的基础上叠加了一个正的偏置量，目的是实现对 PV 功率利用率最大化。因为当 U_{bus_ref1} 等于 U_{bus_ref2} 时， u_{bus} 在稳态时的波动也会引起 PV 电压的波动，如果 u_{bus} 大于 U_{bus_ref2} ，PV 会偏离最大功率点，甚至可能引起储能电池放电，因此引入 U_{bus_ref1} 来实现上述目的。

2.3 系统能量管理策略

离网运行的光储充系统的能量优先级策略可被设计为两类：负载优先模式和电池优先模式。

负载优先模式中，PV 功率输出优先级为：逆变负载>EV 负载>电池；电源出力优先级为：PV>电池。

当总源功率不足时，若所有负载都维持额定输出，会导致母线电压剧烈跌落，因此需让次要负载降额，以维持主要负载额定输出。故对半桥 LLC 变换器输出电压 u_{ev} 进行降额。当 u_{bus} 低于降额阈值 U_{bus_ref3} 时， u_{ev} 降额以维持逆变器额定输出，若 u_{ev} 降额仍无法维持 u_{bus} 在 LLC 停机阈值 U_{bus_ref4} 以上，则关闭 LLC 以维持逆变器额定输出。综上所述， u_{bus} 可能被控制在多个值。PV 功率过剩时， u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref1} 附近；总源功率能满足所有负载时， u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref2} 附近；总源功率不能满足所有负载但 LLC 降额后源荷功率匹配时， u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref3} 到 U_{bus_ref4} 之间的某个值；总源小于 LLC 降额后的负荷功率时， u_{bus} 则剧烈跌落至某个稳态值，强行降低给负荷提供的功率。

负载优先模式下，各工况下各单元电路的功率关系及稳态工作状态如表 1 所示。PV 输出功率为 P_{pv} ，逆变侧输出功率为 P_{inv} ，EV 侧输出功率为 P_{ev} ， $P_{inv}>P_{ev}$ ，电池充电功率为 P_{charge} ，电池放电功率为 $P_{discharge}$ 。

表 1 负载优先模式子工况下各单元的稳态状态表

Tab.1 Steady-state states of each unit under the load-priority mode sub-operating condition

负载优先模式子工况	功率关系	Boost电路	全桥逆变电路	电池	半桥LLC谐振电路
工况1	$P_{pv}>P_{inv}+P_{ev}$	功率匹配	正常输出	充电	正常输出
工况2	$P_{pv}>P_{inv}$, $P_{pv}<P_{inv}+P_{ev}$, $P_{pv}+P_{discharge}>P_{inv}+P_{ev}$	MPPT	正常输出	放电	正常输出
工况3	$P_{pv}<P_{inv}$, $P_{pv}+P_{discharge}>P_{inv}+P_{ev}$	MPPT	正常输出	放电	正常输出
工况4	$P_{pv}+P_{discharge}<P_{inv}+P_{ev}$	MPPT	正常输出	放电	降额输出
工况5	$P_{pv}=0$	停机	削顶输出	放电	停机

3 实验验证

所设计的工况中，工况 1 只有电池由充电转为充满电后停止充电的过程；工况 5 只有电池由放电转为放完电后停止放电的过程；工况 2、3、4 包含了电池由充电转为充满电后停止充电，和由放电转为放完电后停止放电整个过程；只有工况 2、4 包含 EV 降额的过程；只有工况 1、2、3 包含 PV 降额的过程；只有工况 2、3、4 包含 EV 停机的过程。综合考虑下，工况 2 和工况 3 最适于验证所提控制方法，因此选取工况 2、工况 3 进行实验验证。

3.1 实验参数设置

为了验证以上所提控制方法和能量管理策略的有效性，确立以下实验参数，如表 2 所示。

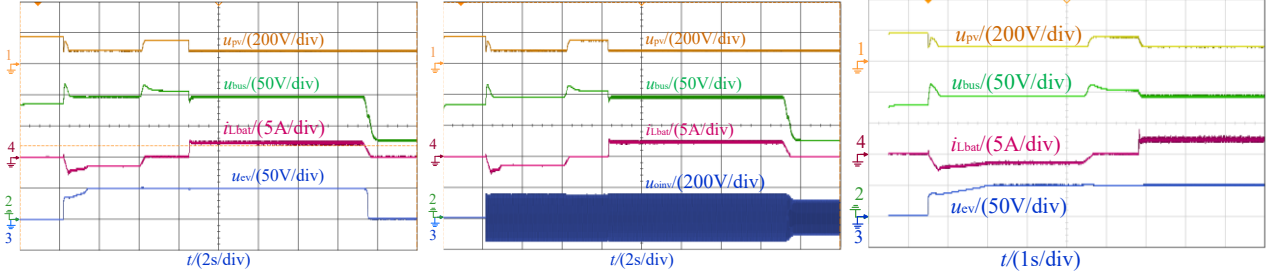
表 2 实验参数表

Table.2 Experimental parameters

参数名称	数值	参数名称	数值
额定母线电压 u_{bus_nom}/V	200	光伏板最大功率 P_{pv_max}/W	变化
EV 侧额定输出电压 u_{ev_nom}/V	50	EV 额定输出功率 P_{ev_nom}/W	103
逆变侧额定输出电压 u_{oinv_nom}/V	100	电池最大放电功率 $P_{discharge_max}/W$	285
模拟 PV 开路电压 V_1/V	180	电池最大充电功率 P_{charge_max}/W	375
模拟 PV 最大功率点电压 u_{pv_mpp}/V	90	逆变侧滤波电感 L_{inv}/mH	1.5
电池侧模拟源电压 V_2/V	70	PV 侧电感 L_{pv}/mH	1.5
逆变器额定输出功率 P_{inv_nom}/W	250	电池侧电感 L_{bat}/mH	1.5

3.2 储能侧变流器核心控制策略验证

实验过程中，系统先处于逆变器空载、LLC 额定输出和电池充电状态，此阶段 u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref2} 附近；电池充满后 i_{Lbat} 降为 0，PV 进入降功率运行，此阶段 u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref1} 附近；随后切入逆变额定负载，因 PV 功率不足，电池转为放电，此阶段 u_{bus} 被控制在 U_{bus_ref2} 附近；电池放完后 i_{Lbat} 再次降为 0，母线电压跌落并触发 LLC 降额（设定 $U_{bus_ref3}=185V$ ， $U_{bus_ref4}=165V$ ），降额后功率不足， u_{bus} 进一步跌落至 165V 以下时 LLC 关闭，逆变输出削顶。



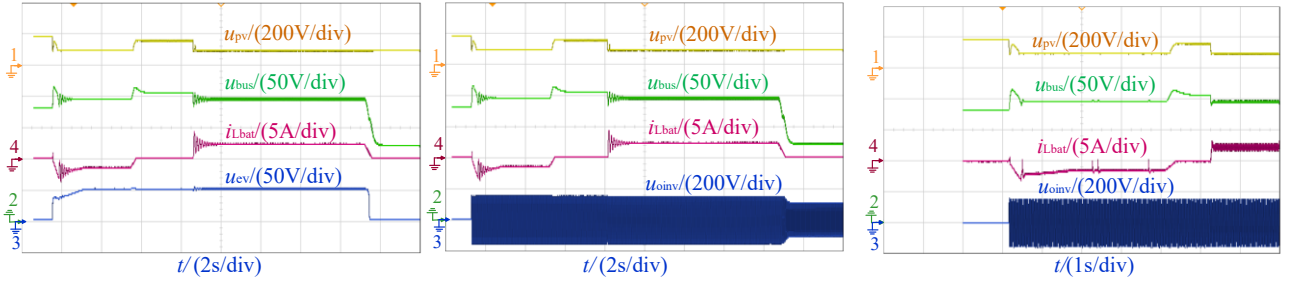
(a) 第一组，基于 LADRC 的波形

(b) 第一组，基于 LADRC 的波形

(c) 第三组，基于 LADRC 的波形

图 5 工况 3 基于 LADRC 的母线电压环，变控制器参数不变负载功率的实验波形

Fig.5 Case 3 Experimental Waveforms: LADRC Bus Voltage Loop, Varying Controller Parameters, Constant Load Power



(a) 第一组，PI 控制波形

(b) 第一组，PI 控制波形

(c) 第三组，PI 控制波形

图 6 工况 3 基于 PI 控制的母线电压环，变控制器参数不变负载功率的实验波形

Fig.6 Experimental Waveforms: PI-Based Bus Voltage Loop, Varying Controller Parameters, Constant Load Power

图 5 中， i_{Lbat} 由充电变为 0，表示 u_{bat} 达到 U_{bat_charge} ，即电池充满电； i_{Lbat} 由放电变为 0，表示 u_{bat} 达到 $U_{bat_dsicharge}$ ，即电池放完电。该结果证明了三环竞争以及虚拟电容模拟电池充放电过程的有效性与可行性。

图 5、图 7 中，电池侧变换器的母线电压外环使用的控制方法为 LADRC，图 6 中，电池侧变换器的母线电压外环使用的控制方法为 PI。图 5 (a)、图 5 (b) 中，控制器参数为 $\omega_{c1}=11.6$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}$ ，逆变额定负载切入时， u_{bus} 跌落约 12 V；图 6 (a)、图 6 (b) 中，控制器参数为 $k_{pv}=0.05$ ， $k_{iv}=33$ ，其与 $\omega_{c1}=11.6$ 的比例强度相同，逆变负载切入时， u_{bus} 跌落约 21 V。相比于 LADRC，PI 控制的母线电压外环 u_{bus} 跌落值要大 9 V。图 5 (c) 中，控制器参数为 $\omega_{c1}=69.6$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}$ ，与 $\omega_{c1}=69.6$ 等比例强度的 PI 参数为 $k_{pv}=0.3$ ， $k_{iv}=33$ ；由图 5 (c) 可知 u_{bus} 无跌落且 i_{Lbat} 平滑，纹波无明显增大，由图 6 (c) 可知 u_{bus} 跌落约 8 V，且 i_{Lbat} 波形不平滑，纹波明显增大。因此相比于 PI，LADRC 不仅能提高母线动态性能，也能避免增大 i_{Lbat} 纹波。

为增强 LADRC 与 PI 的对比，做多组变控制器参数不变负载功率的实验，每一组的参数比例反馈强度相同，第一组参数：PI: $k_{pv}=0.05$ ， $k_{iv}=33$ 。LADRC: $\omega_{c1}=11.6$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}=58$ 。第二组参数：PI: $k_{pv}=0.2$ ， $k_{iv}=33$ 。LADRC: $\omega_{c1}=46.4$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}=232$ 。第三组参数：PI: $k_{pv}=0.3$ ， $k_{iv}=33$ 。LADRC: $\omega_{c1}=69.6$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}=348$ 。

第四组参数：仅做 LADRC，LADRC： $\omega_{c1}=92.8$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}=464$ 。得到如表 3 所示的统计数据。

表 3 不同控制参数下实验数据统计表

Table.3 Statistical Table of Experimental Data under Different Control Parameters

组别	控制方法	u_{bus} 最大偏差/V	u_{bus} 恢复时间/ms	明显现象
第一组	PI	21	520	切载时 u_{bus} 振荡
	LADRC	12	<100	无
第二组	PI	11	<100	无
	LADRC	8	60	无
第三组	PI	8	<100	i_{Lbat} 纹波明显增大，不平滑
	LADRC	无跌落	0	u_{bus} 无跌落， i_{Lbat} 纹波不增大
第四组	LADRC	无跌落	0	u_{bus} 无跌落， i_{Lbat} 纹波明显增大

由表 3 可知，在相同比例反馈强度下，LADRC 母线电压外环的最大电压偏差和恢复时间均小于 PI 控制，说明 LESO 的扰动估计与补偿可在不单纯依赖提高反馈强度的情况下增强系统抗扰能力。随着控制参数增大，PI 控制虽然能够减小 u_{bus} 跌落，但 i_{Lbat} 纹波会明显增加；相比之下，LADRC 在更高控制参数下仍可保持较小的母线动态偏差和较平滑的电池侧电感电流，直至继续提高参数后才出现明显纹波增大。因此，在同样的实验条件下，LADRC 在母线动态性能与电池侧电流纹波之间具有更宽的可用参数调节范围。

从另一角度增强 LADRC 与 PI 的对比，做多组变负载功率不变控制器参数的实验。控制器参数为 PI： $k_{pv}=0.05$ ， $k_{iv}=33$ 。LADRC： $\omega_{c1}=11.6$ ， $\omega_0=5\omega_{c1}=58$ 。第一组：切载状况为空载（功率 0W）切至 250 W；第二组：切载状况为空载切至 300 W；第三组：切载状况为空载切至 375 W。得到如表 4 所示的统计数据。

表 4 相同控制参数下不同负载功率的实验数据统计表

Tab.4 Statistical Table of Experimental Data under Different Load Powers with Identical Control Parameters

控制方法	PI			LADRC		
逆变器的切载功率/W	250	300	375	250	300	375
母线电压跌落值/V	21	25	32	12	15	19

由表 4 可知，在保持两种控制器比例反馈强度不变的条件下，随着逆变器切入功率由 250 W 增加至 375 W，PI 与 LADRC 的母线电压跌落均随负载阶跃增大而增加，但 LADRC 在各负载等级下均保持更小的母线最大电压偏差。说明 LADRC 的动态性能优势并非仅存在于某一特定负载工况，而是在不同扰动强度下均具有较好的母线电压抗扰能力。

3.3 系统能量管理策略验证

与工况 3 相比，该工况下 PV 功率能够满足逆变负载，但不足以同时满足逆变与 LLC 额定负载，因此只有电池放完电时 u_{bus} 所处的稳态值不同于工况 3，为 U_{bus_ref3} 到 U_{bus_ref4} 之间。当电池充满后，PV 偏离最大功率点并进入降功率运行；逆变负载切入后，PV 回到最大功率点，电池小功率放电；电池放完后，母线电压跌落并触发 LLC 降额，从而优先保证逆变侧交流负载供电。

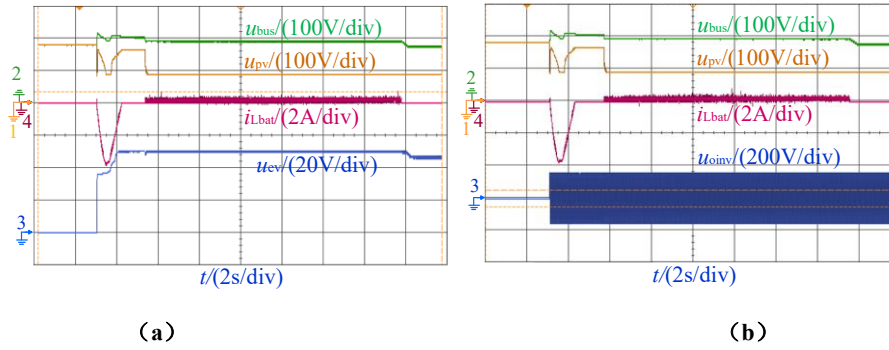


图 7 工况 2 基于 LADRC 的母线电压环实验波形

Fig.7 Experimental waveforms of the LADRC-based bus voltage loop under Case 2

图 5, 图 6, 图 7 中, 电池充满电后, PV 偏离最大功率点, 切入逆变侧交流负载后, PV 回到最大功率点, 该结果证明 PV 侧降功率控制与 MPPT 控制自主切换的有效性。

图 7 中, 在电池放完电后, PV 功率不足以支撑所有负荷所需功率, 母线电压开始下降, 直到母线电压降落到 185 V 以下时, 为维持逆变额定输出, 触发 LLC 降额输出; 图 5 与图 7 中, 母线电压跌落到 185 V 时半桥 LLC 降额输出, 直到母线电压低于 165 V 时, 半桥 LLC 关闭以保证系统功率不足时优先给逆变侧交流负载供电, 这证明了获取功率的优先级为逆变侧交流负载大于半桥 LLC 侧直流负载大于电池, 验证了负载优先模式的有效性。

参考文献:

- [1] LI Xin, ZOU Junnan, LIU Jinhui. DC microgrid stability control with constant power load: a review[J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2024, 15(04): 532-546.
- [2] ZHAO Z, ZHANG Z, WANG Y, et al. Decentralized grid-forming control strategy for PV-based DC microgrids using finite control set model predictive control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2024, 15(6): 5269-5283.
- [3] 王睿, 孙秋野, 张化光, 等. 基于信-能复合调制的多母线直流微电网电流边缘控制策略[J]. 控制与决策, 2023, 38(10): 2783-2794. Wang Rui, Sun Qiuye, Zhang Huaguang, et al. Current edge-control strategy of multi-bus DC microgrids based on information-energy dual modulation[J]. Control and Decision, 2023, 38(10): 2783-2794.
- [4] 董继军, 陈浩, 周雪松, 等. 直流微电网孤岛运行控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(17): 115-121. Dong Jijun, Chen Hao, Zhou Xuesong, et al. Research on control strategy of a DC microgrid in isolated operation[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(17): 115-121.
- [5] 康家玉, 史晨雨, 王素娥, 等. 基于功率分层的孤岛直流微网协调控制策略[J]. 可再生能源, 2022, 40(1): 101-108. Kang Jiayu, Shi Chenyu, Wang Sue, et al. Coordinated control based on power hierarchy for island DC microgrid[J]. Renewable Energy Resources, 2022, 40(1): 101-108.
- [6] 张万家, 赵耀. 孤岛运行光储微电网控制策略研究[J]. 上海电力大学学报, 2023, 39(6): 515-522. Zhang Wanjia, Zhao Yao. Study on Control Strategy of Island Operating Solar Storage Microgrid[J]. Journal of Shanghai University of Electric Power, 2023, 39(6): 515-522.
- [7] WU H, WANG X. Small-Signal Modeling and Controller Parameters Tuning of Grid-Forming VSCs With Adaptive Virtual Impedance-Based Current Limitation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 14527-14539.
- [8] 王进雨, 唐渊, 王怡. 基于 LADRC-MPC 的城轨混合储能系统控制策略[J]. 电力科学与工程, 2026, 42(5): 26-35. Wang Jinyu, Tang Yuan, Wang Yi. Control Strategy of Urban Rail Hybrid Energy Storage System Based on LADRC-

MPC[J].Electric Power Science and Engineering.

- [9] WEI J, FENG H, RAN L. Multidimensional design of DC-link for two-stage solid-state transformer cell considering second-order harmonic current distribution[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 14862-14873.
- [10] CHEN Z, LIU C, ZHANG Y, YANG R, CHEN G. Hierarchical State-of-Charge Balancing and Second-Harmonic Current Suppressing Control With a Scalable DC Reconfigurable Battery Pack[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6758-6768.
- [11] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498-1510.
Gao Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1498-1510.
- [12] 朱良红, 张国强, 李宇欣, 等. 基于级联扩张观测器的永磁电机无传感器自抗扰控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4614-4624.
Zhu Lianhong, Zhang Guoqiang, Li Yuxin, et al. Active Disturbance Rejection Control for Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Based on Cascade Extended State Observer[J]. TRANSACTIONS OF CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY.
- [13] WANG C, YAN J, HENG P, et al. Enhanced LADRC for permanent magnet synchronous motor with compensation function observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(3): 3424-3434.
- [14] 李航, 郭昆丽, 杨鹏, 等. 基于改进模糊线性自抗扰的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. 发电技术, 2025, 46(2): 409-420.
Li Hang, Guo Kunli, Yang Peng, et al. LCL Grid-Connected Inverters Control Strategy Based on Improved Fuzzy Linear Active Disturbance Rejection Control[J]. Power Generation Technology, 2025, 46(2): 409-420.
- [15] 周建萍, 朱建萍, 崔屹, 等. 光储独立直流微电网的协同控制策略研究[J]. 电源技术, 2016, 40(12): 2400-2404.
Zhou Jianping, Zhu Jianping, Cui Yi, et al. DC/DC converter's cooperative control strategy research of independent DC micro-grid composed of PV and energy storage [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2016, 40(12): 2400-2404.
- [16] 毕大强, 范柱烽, 解东光, 等. 海岛光储直流微电网自治控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(4): 886-891.
Bi Daqiang, Fan Zhufeng, Xie Dongguang, et al. Autonomous Control Strategy of Island DC Microgrid With Photovoltaic and Storage System[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 886-891.
- [17] 袁义生, 刘伟, 刘文钦, 等. 一种低输入纹波电流的反激变换器[J]. 华东交通大学学报, 2022, 39(5): 105-111.
Yuan Yishen, Liu Wei, Liu Wenqin, et al. A Flyback Converter with Low Input Ripple Current[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2022, 39(5): 105-111.



第一作者：凌浩南（2001—），男，硕士研究生，研究方向为电力电子与电力传动。



通信作者：袁义生（1974—），男，教授，博士，博士生导师，研究方向为电力电子系统及控制技术。