

车载Buck-LLC变换器双闭环控制策略研究

匡梓国, 刘胜永*

广西科技大学自动化学院, 广西 柳州

收稿日期: 2026年1月10日; 录用日期: 2026年2月3日; 发布日期: 2026年2月11日

摘要

针对车载辅助电源在宽输入电压范围内对高动态响应和高稳定性的需求, 本文以Buck-LLC两级式变换器为研究对象, 提出一种基于模型预测控制与自抗扰控制的双闭环复合控制策略。首先, 利用后级LLC谐振电路在准谐振状态下的直流变压器特性, 提出一种简化模型预测控制内环算法, 通过输出电压折算值替代中间母线电压采样, 实现了电感电流的无差拍跟踪并减少了采样电路。其次, 针对外环ADRC控制器, 引入粒子群算法进行控制参数的离线全局寻优, 解决了传统自抗扰控制参数整定困难的问题。Matlab/Simulink仿真结果表明: 相比于传统双PI控制, 该策略在输入电压剧烈波动及负载突变工况下, 超调量显著减小, 调节速度变快。此外, 该策略对电感参数摄动($\pm 20\%$)表现出极强的容错能力, 有效克服了传统MPC对模型精度依赖性高的缺陷, 具有较高的工程应用价值。

关键词

两级式变换器, LLC谐振电路, 模型预测控制, 自抗扰控制

Research on Dual-Closed-Loop Control Strategy for On-Board Buck-LLC Converter

Ziguo Kuang, Shengyong Liu*

School of Automation, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou Guangxi

Received: January 10, 2026; accepted: February 3, 2026; published: February 11, 2026

Abstract

To address the requirements for high dynamic response and stability of on-board auxiliary power supplies across a wide input voltage range, this paper investigates the Buck-LLC two-stage converter and proposes a dual-closed-loop composite control strategy based on Model Predictive Control (MPC) and Active Disturbance Rejection Control (ADRC). Firstly, leveraging the “DC transformer”

*通讯作者。

characteristics of the subsequent LLC resonant circuit in the quasi-resonant state, a simplified MPC inner-loop algorithm is proposed. By utilizing the converted output voltage value instead of intermediate bus voltage sampling, deadbeat tracking of the inductor current is achieved while the sampling circuitry is simplified. Secondly, for the ADRC outer-loop controller, the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm is introduced for offline global parameter optimization, overcoming the tuning difficulties associated with traditional ADRC. Matlab/Simulink simulation results indicate that, compared with traditional dual-PI control, the proposed strategy significantly reduces overshoot and shortens regulation time under drastic input voltage fluctuations and load transients. Furthermore, the strategy exhibits excellent robustness against inductor parameter perturbations ($\pm 20\%$), effectively addressing the high model-accuracy dependency of traditional MPC and demonstrating significant engineering application value.

Keywords

Two Stage Converter, LLC Resonant Circuit, Model Predictive Control, Active Disturbance Rejection Control

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着我国能源结构转型的迫切需求以及新能源“三电技术”不断创新突破的驱动下，我国商用车领域电动化进程显著提速，特别是在城市配送、港口码头等场景中表现尤为突出。车载辅助电源作为连接高压动力电池侧和低压负载侧能量传输的桥梁，其性能直接影响整车的可靠性。电动卡车的高压动力电池输出电压波动范围较宽，要求车载辅助电源具有宽范围调压、效率高及可靠性强等特点[1]。

两级式 DC-DC 变换器因其宽范围调压和高效率电气隔离优势，在车载辅助电源领域得到了广泛应用。文献[2][3]提出的 Boost-LLC 变换器虽然能够进行宽范围调压，但在高压应用中存在母线电压选型难等问题；文献[4][5]提出的桥臂集成四开关 Buck-Boost LLC 变换器虽有利于效率优化，但却存在桥臂中点电压不对称及轻载效率较低等问题。相比之下，Buck-LLC 变换器利用前级 Buck 电路进行预调节，后级 LLC 谐振电路作为直流变压器，不仅结构简洁，且具备低电流纹波特性，更适用于高精度供电场景[6]。

然而，Buck-LLC 变换器作为强耦合非线性系统，在面对宽范围输入电压剧烈波动或负载突变时，传统 PI 控制往往难以兼顾动态响应速度与抗干扰能力，易出现电压超调大、调节时间长等问题。为了解决这些问题，本文针对 Buck-LLC 变换器控制策略进行优化，构建了由电流内环模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)与电压外环自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)组成的复合双闭环控制系统，并利用粒子群算法(Particle Swarm Optimization, PSO)对 ADRC 控制器参数离线全局寻优[7]，最后通过 Matlab/Simulink 平台搭建变换器及控制器进行仿真实验，验证本文所提出控制策略的有效性。

2. Buck-LLC 变换器拓扑及工作原理

2.1. 变换器拓扑

由 Buck 电路和 LLC 谐振电路构成的两级式 DC-DC 变换器拓扑如图 1 所示。前级 Buck 电路由开关管 Q_1 、 Q_2 、输出滤波电感 L_1 和中间母线电容 C_{bus} 构成；其核心功能是作为电压调节级，通过调节占空比 D_1 抵消输入电压 V_{in} 的波动，为后级电路提供稳定的直流电压。后级 LLC 谐振电路包含开关管 $S_1 \sim S_4$ 构

成的全桥逆变网络、谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 及谐振电容 C_r 构成的谐振网络、变压器 T (变比为 $n:1$) 以及副边 SR₁、SR₂ 同步整流网络。Buck-LLC 变换器中间母线电容 C_{bus} 与输出滤波电感 L_1 构成 LC 低通滤波器，在平抑电压纹波的同时，作为后级 LLC 谐振电路的储能输入源，实现了前后级拓扑在动态特性上的完全解耦，极大地增强了系统的控制稳定性[8]。

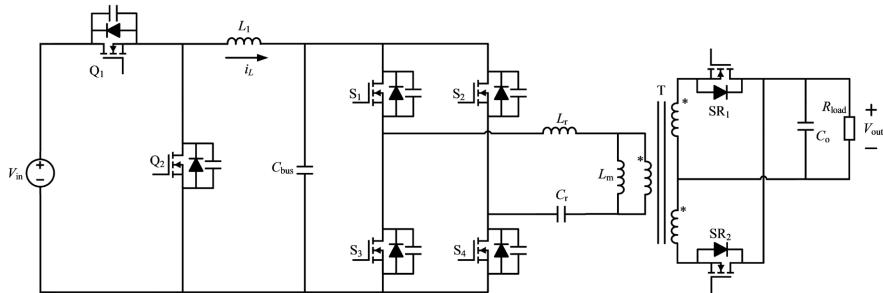


Figure 1. Buck-LLC converter

图 1. Buck-LLC 变换器

2.2. 变换器工作原理

Buck 电路开关管 Q_1 、 Q_2 以占空比 D_1 互补导通，通过调节占空比 D_1 的大小，可使输出端口电压 V_{bus} 在宽范围输入条件下保持恒定，从而为后级全桥 LLC 谐振电路提供稳定的中间母线电压。在工作中，Buck 电路存在电感电流连续导通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)、临界导通模式及断续模式这 3 种模式。对于大功率应用，CCM 模式具有更高的效率，本文仅对 CCM 模式进行分析。当 Buck 电感电流处于 CCM 模式时，Buck 电路的输出电压为：

$$V_{bus} = D_1 V_{in} \quad (1)$$

在前级 Buck 电路可以维持输出稳定电压的情况下，后级 LLC 谐振电路可以针对固定的输入电压进行参数优化，系统运行时具有高转换效率的性能优势。LLC 谐振电路开关管 S_1 、 S_4 与 S_2 、 S_3 以固定占空比 D_2 ($D_2 = 0.5$) 互补导通。对于 LLC 谐振电路，其有两个谐振频率，分别为两元件谐振频率 f_r 和三元件谐振频率 f_m ：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (3)$$

由于存在两个谐振频率，在额定负载条件下，开关频率的不同会使 LLC 谐振电路在工作时位于不同的频率区间，即 $f_s < f_m$ 、 $f_m < f_s < f_r$ 、 $f_s > f_r$ 。运用基波分析法可得到 LLC 谐振电路的直流增益为

$$M_{dc}(k, f_n, Q) = \frac{1}{2n} \left(\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2} \right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2} \right)^{-1} \quad (4)$$

式中： k 为电感系数比， $k = L_m / L_r$ ； f_n 为归一化频率， $f_n = f_s / f_r$ ； Q 为品质因数， $Q = \pi^2 f_r L_r / 4n^2 R_{load}$ 。由式(4)可以看出直流电压增益 M_{dc} 与 k 、 f_n 、 Q 、匝比 n 紧密相关。为了直观地分析这些参数对 M_{dc} 的影响，利用 Matlab 软件可绘制出 LLC 谐振电路直流增益曲线，如图 2 所示。

由图 2 可见，当 $f_s = f_r$ (即 $f_n = 1$) 时，LLC 谐振电路增益不受负载变化的影响，LLC 谐振电路的输

出电压仅由变压器的变比决定。当 LLC 谐振电路处于这种工作模式时, LLC 谐振电路的谐振电流和励磁电流在整个周期中都不相同, 谐振腔一直向次级传递能量, LLC 谐振电路效率最高。因此 LLC 谐振电路可以采用开环定频控制策略, 开关控制频率为两元件谐振频率, 此时 LLC 谐振电路等效为一个直流变压器[9]。而两级式 DC-DC 变换器输出电压可以通过调节的 Buck 电路占空比 D_1 来调节。

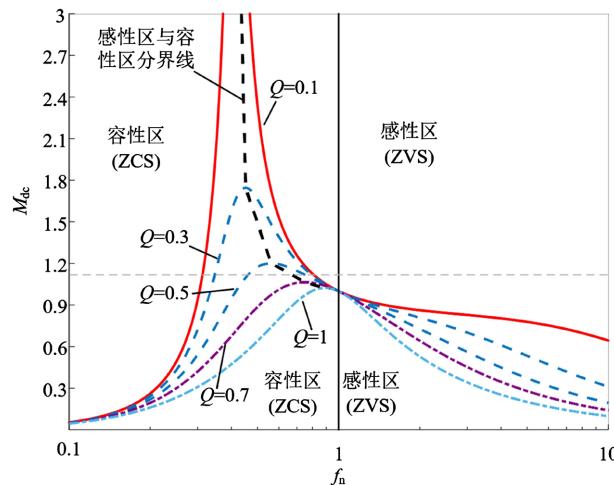


Figure 2. Voltage gain characteristic curves of LLC resonant circuit
图 2. LLC 谐振电路电压增益特性曲线

3. 双闭环控制策略

针对车载辅助电源对瞬态响应性能与稳态精度的双重需求, 变换器的控制策略为基于电感电流 i_L 的电流 MPC 内环和输出电压 V_{out} 的电压 ADRC 外环的双闭环复合控制方式, 相比基于双闭环 PI 控制方式, 该控制策略具有更好的动态性能。变换器的控制框图如图 3 所示。

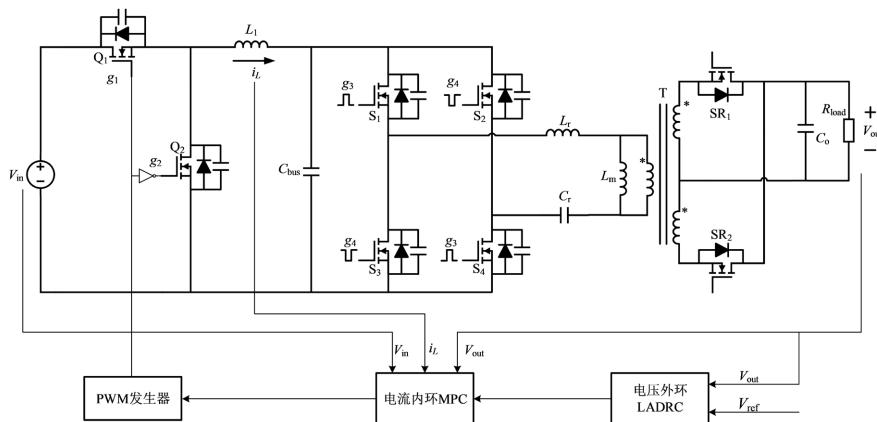


Figure 3. Control block diagram of Buck-LLC converter
图 3. Buck-LLC 变换器控制框图

该双闭环控制策略遵循时标分离原则, 利用内、外环在控制频率与动力学响应速度上的互补优势。内环电流采样频率高、变化快, 采用 MPC 能够利用预测模型提前规划控制量, 实现电流的无差拍跟踪; 外环电压受负载突变、输入电压波动等低频干扰影响, 通过引入 ADRC 控制器, 利用其扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 将内环模型不确定性与外部扰动统一视为“总扰动”进行实时补偿, 从而

弥补了 MPC 对物理模型精度依赖过高的缺陷。

3.1. 基于 MPC 的电流内环设计

为了提高车载 Buck-LLC 变换器在宽输入电压范围下的动态响应速度和稳态精度, 本文电流内环控制器采用连续集模型预测控制(Continuous Control Set Model Predictive Control, CCS-MPC)。相比于有限集模型预测控制, CCS-MPC 通过输出连续的占空比信号并配合 PWM 调制, 能够保证开关频率恒定, 有利于后级 LLC 谐振电路的稳定运行。

在 CCM 模式下, Buck 电路在一个开关周期 T_s 内存在两种工况。定义电感电流 i_L 为状态变量。工况 1: 开关管 Q_1 导通, Q_2 关断。此时电感 L_1 连接至输入电压 V_{in} , 根据基尔霍夫电压定律, 状态方程为:

$$L_1 \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{bus} \quad (0 < t < dT_s) \quad (5)$$

式中, d 为开关管占空比, V_{bus} 为中间母线电压。

工况 2: 开关管 Q_1 关断, Q_2 导通。电感通过开关管 Q_2 进行能量释放, 状态方程为:

$$L_1 \frac{di_L}{dt} = -V_{bus} \quad (dT_s < t < T_s) \quad (6)$$

根据状态空间平均法, 对上述两个子模态进行加权平均, 得到一个开关周期内的平均状态方程:

$$L_1 \frac{di_L}{dt} = dV_{in} - V_{bus} \quad (7)$$

在级联拓扑中, V_{bus} 的实时采样不仅增加采样电路设计难度, 且易受高压侧电磁干扰。考虑到后级 LLC 谐振电路处于定频开环模式, 具有稳定的直流增益特性。本文提出利用输出电压 V_{out} 折算值替代中间母线电压采样值:

$$V_{bus} \approx nV_{out} \quad (8)$$

式中, n 为变压器原副边匝比。

将式(8)代入式(7), 并采用前向欧拉法对平均模型进行离散化处理, 得到电流预测方程:

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L_1} [d(k)V_{in}(k) - nV_{out}(k)] \quad (9)$$

电流内环的控制目标是使下一采样时刻的电流预测值 $i_L(k+1)$ 实时跟踪参考电流 $i_{ref}(k)$ 。为此, 构建如下二次型代价函数 J :

$$J = [i_L(k+1) - i_{ref}(k)]^2 \quad (10)$$

为了求得代价函数 J 的最小值, 令 J 对 $d(k)$ 的偏导数为 0, 有:

$$\frac{\partial J}{\partial d(k)} = 2[i_L(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{\partial i_L(k+1)}{\partial d(k)} = 0 \quad (11)$$

其中, 电感电流预测值对占空比的偏导数为:

$$\frac{\partial i_L(k+1)}{\partial d(k)} = \frac{T_s V_{in}(k)}{L_1} \quad (12)$$

联立式(9)、(12), 求取满足条件的解, 有:

$$d(k) = \frac{L_1 [i_{\text{ref}}(k) - i_L(k)]}{T_s V_{\text{in}}(k)} + \frac{nV_{\text{out}}(k)}{V_{\text{in}}(k)} \quad (13)$$

为了验证式(13)得到的解是否能够使代价函数 J 取得最小值, 对其进行二阶导数判别。对式(11)再次关于 $d(k)$ 求导, 得:

$$\frac{\partial^2 J}{\partial d(k)^2} = \frac{\partial}{\partial d(k)} \left[2 [i_L(k+1) - i_{\text{ref}}(k)] \cdot \frac{T_s V_{\text{in}}(k)}{L_1} \right] = 2 \cdot \frac{\partial i_L(k+1)}{\partial d(k)} \cdot \frac{T_s V_{\text{in}}(k)}{L_1} \quad (14)$$

将式(12)代入式(14), 得到二阶导数满足:

$$\frac{\partial^2 J}{\partial d(k)^2} = 2 \left(\frac{T_s V_{\text{in}}(k)}{L_1} \right)^2 > 0 \quad (15)$$

综上所述, 式(13)所得解 $d(k)$ 即为 CCS-MPC 的预测最优控制律。由上文可知, 开关管 Q_1 与 Q_2 采取互补导通模式, 令开关管 Q_1 的控制占空比 $D_1 = d(k)$ 。该控制量经 PWM 发生器转换后, 控制变换器开关管交替导通与关断, 从而实现对电感电流 i_L 的控制。

功率 MOSFET 在高频切换时存在开启延迟与关断延迟, 为了保证驱动电路的正常工作, 并预留足够的 A/D 采样时间, 开关管的导通和关断持续时间均应大于其最小动态响应时间(通常为 150 ns 左右)。对于开关频率为 50 kHz 的 Buck 电路, 一个完整的开关周期 T_s 为 20 μs。若最小脉宽限制为 150 ns, 则对应的最小占空比限制 D_{\min} 为:

$$D_{\min} = \frac{150 \times 10^{-9}}{20 \times 10^{-9}} = 0.0075 \quad (16)$$

同理, 最大有效占空比限制为 $D_{\max} = 1 - 0.0075 = 0.9925$ 。

若最优控制律计算出的 $d(k)$ 超出上述物理约束范围, 计算结果将毫无意义, 甚至可能导致变换器失去工作模态的切换能力。因此, 本文引入一种修正环节, 将输出控制量限制在有效区间内:

$$\begin{cases} D_1 = 0.0075 & d(k) < 0.0075 \\ D_1 = d(k) & 0.0075 < d(k) < 0.9925 \\ D_1 = 0.9925 & d(k) > 0.9925 \end{cases} \quad (17)$$

此时 MPC 算法避免了一个开关周期 T_s 内开关管 Q_1 、 Q_2 始终保持开通或关断的情况, 实现了工况正常切换。值得注意的是, MPC 算法的控制性能高度依赖于模型参数(如电感 L_1)的准确性。在实际运行中, 电感可能因磁饱和或器件偏差导致感值发生±20%以上的偏差。从控制律式(13)可以看出, 当实际电感值偏离模型理想值时, 电流预测值 $i_L(k+1)$ 与实际值之间会产生稳态偏差。然而, 在本文设计的双闭环控制结构中, 这种因“模型失配”引起的电流跟踪误差会被外环 ADRC 视为系统的一种内部扰动。ADRC 的核心在于扩张状态观测器(ESO), 它能够将内环预测残差、参数非线性波动及外部负载跳变统一归结为总扰动进行实时观测, 并自动调节电流参考值 i_{ref} 进行反向补偿。这种“预测驱动内环 + 自抗扰修正外环”的机制, 降低了系统对电感参数精确度的依赖, 确保了系统在参数失配下的稳定性。

3.2. 基于 ADRC 的电压外环设计

对于恒压对外充电工况, 变换器的控制目标是保持输出电压恒定, 因此需要在内部电流控制的基础上引入电压控制, 电压外环控制器通过调节电流内环参考值实现输出电压的控制。本文采用一阶线性 ADRC 设计电压外环, 将负载突变、输入波动及内环模型误差统一视为总扰动进行观测和补偿。变换器输出电压动态方程为:

$$C_o \frac{dV_{\text{out}}}{dt} = i_{\text{sec}} - \frac{V_{\text{out}}}{R_{\text{load}}} \quad (18)$$

式中, i_{sec} 为 LLC 谐振电路输出整流电流。考虑到 LLC 谐振电路的传输效率 η 和变比 n , 存在关系 $i_{\text{sec}} \approx n\eta i_L$ 。将(18)式改写为以电流内环 i_L 为控制输入 u 的一阶微分方程, 同时在微分方程中引入扰动 δ , 得到被控对象为:

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt} = \frac{n\eta}{C_o} i_L - \frac{V_{\text{out}}}{C_o R_{\text{load}}} + \delta \quad (19)$$

取状态空间变量 $x_1 = V_{\text{out}}$, $x_2 = \left(\frac{n\eta}{C_o} - b_0 \right) i_L - \frac{V_{\text{out}}}{C_o R_{\text{load}}} + \delta$, x_2 为系统总扰动。令 $u = i_L$, $x_2 = f$, 构建状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = b_0 u + x_2 \\ \dot{x}_2 = h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

电压外环控制闭环框图如图 4 所示, 其核心思想是将内部扰动和外部扰动组合起来视为变换器的总扰动, 通过扩张状态观测器对系统受到的总扰动进行实时估计, 并利用状态误差反馈控制律对系统进行补偿和控制。图中 $G_{i\text{-close}}$ 为电流内环闭环传递函数, G_{vi} 为输出电流到输出电压的传递函数。由于电流内环响应时间远小于电压外环响应时间, 则在电压控制外环中, 可以认为 $G_{i\text{-close}} = 1$ 。

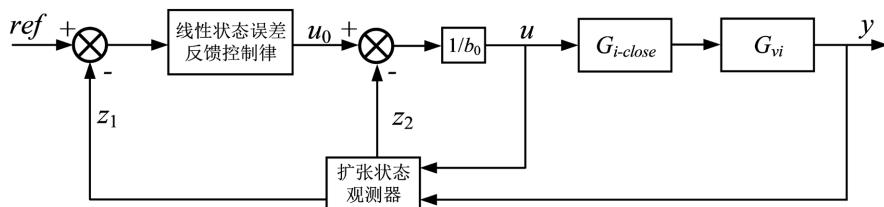


Figure 4. Closed-loop block diagram of voltage outer loop control

图 4. 电压外环控制闭环框图

根据系统(20)设计式(21)扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{z} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} b_0 & \beta_1 \\ 0 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \\ \hat{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} z \end{cases} \quad (21)$$

式中, $z = [z_1 \ z_2]^T$, z_1 为输出电压观测值, z_2 为系统总扰动观测值; β_1 、 β_2 为误差反馈增益系数; b_0 为系统控制增益估计值; u 为电流内环输入控制量即电流参考值; y 为系统实际输出电压。根据带宽法将误差反馈增益系数配置为 $\beta_1 = 2w_0$, $\beta_2 = w_0^2$, w_0 为扩张状态观测器带宽。

将扩张状态观测器的观测值和得到的总扰动实时补偿到控制量上, 那么状态误差反馈控制律即可设置为:

$$u = \frac{k_p(r - z_1) - z_2}{b_0} \quad (22)$$

式中, k_p 为比例系数。

根据上述分析可知, 设计外环 ADRC 控制器参数, 只需要整定 b_0 、 w_0 、 k_p 三个值, 减小了控制器的复杂程度。相比于遗传算法或其他优化算法, 粒子群算法 PSO 结构简单、容易实现、且具备“历史记忆”机制, 在处理控制参数搜索时比遗传算法收敛更快。为了兼顾控制性能与实时性, 本文采用 PSO 对外环 ADRC 控制器参数进行离线全局寻优, 在设计阶段利用 Matlab/Simulink 中搭建 Buck-LLC 的变换器仿真模型, 在额定工况下获取控制器最优参数组合并作用于其中。这种方式既保证了控制器在宽工作范围内的初始性能, 又避免了控制芯片在实时运行中因大规模搜索计算而产生指令延迟。适应度函数选取是 PSO 算法优化控制器参数的关键。本文选用 ITAE 性能指标作为粒子适应度函数, 适应度越小的粒子其控制器参数决定的控制器性能越好, 其表达式为

$$\text{ITAE} = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (23)$$

式中, T 为仿真时间; $e(t)$ 为参考值与实际值的差值。为避免无效寻优, 将计算得到的参数初值作为寻优初始值, 将寻优空间设置在初始值的上下一个数量级内, 如表 1 所示。

Table 1. Optimization search space

表 1. 寻优空间

参数	最小值	未寻优初始值	最大值
k_p	103	1028	10,280
w_0	2014	20,142	201,420
b_0	42	417	4170

PSO 算法中的惯性权重 ω 和学习因子 c 的取值直接影响寻优结果的好坏。惯性权重 ω 能够体现粒子继承先前粒子速度的能力, 权值越大在全局搜索方面效果越好, 权值越小在对于局部搜索方面效果越好。学习因子 c 决定了粒子本身的经验信息与其他粒子经验信息之间的影响, 二者共同作用于粒子的运动轨迹, 同权值一样, 不同的学习因子分别会对全局寻优能力和局部寻优能力产生不同的影响[10]。为有效地控制粒子的飞行速度, 使算法在全局搜索与局部搜索两者之间达到平衡, 拟采用压缩因子法改进 PSO 算法, 防止粒子在寻优过程中发生“早熟”, 确保 PSO 算法的收敛性。将 PSO 算法中的惯性权重 ω 、个体学习因子 c_1 、群体学习因子 c_2 设置为

$$\omega = 0.9, c_1 = c_2 = 2 \quad (24)$$

在 Matlab/Simulink 中运行仿真模型, 经过 80 次迭代后获得如图 5 所示的最优个体适应值迭代图。

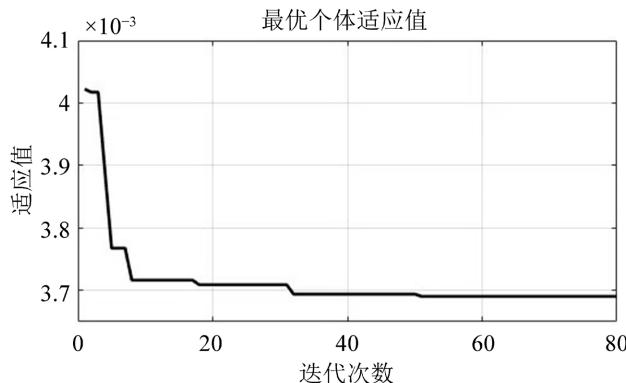


Figure 5. Iterative graph of optimal fitness value

图 5. 最优适应值迭代图

由图 5 可知, 迭代到 50 次时, 控制器的适应值已基本稳定。由于 PSO 算法易“早熟”的特性, 本文进行了多次仿真以避免偶然性, 最终得到经 PSO 优化后的控制器参数。

$$\begin{aligned} k_p &= 2577.3 \\ w_0 &= 194409.75 \\ b_0 &= 3830 \end{aligned} \quad (25)$$

4. 仿真验证

为验证 Buck-LLC 变换器基于电感电流 MPC 内环加输出电压 ADRC 外环的双闭环控制策略的准确性, 使用 Matlab/Simulink 对该控制策略进行仿真验证, 并与 PI-PI 控制器结果进行对比。设计变换器主要参数如表 2 所示。

Table 2. Main parameters of Buck-LLC converter
表 2. Buck-LLC 变换器主要参数

模型参数	数值
输入电压 V_{in}/V	420~613 (额定电压 540)
Buck 滤波电感 $L_1/\mu\text{H}$	480
Buck 输出电容 $C_{\text{bus}}/\mu\text{F}$	2
Buck 开关频率 $f_{\text{Buck}}/\text{kHz}$	50
LLC 励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	107.8
LLC 谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	13.5
LLC 谐振电容 C_r/nF	188
LLC 变压器变比 n	12:1
LLC 输出电容 C_o/mF	15.107
LLC 开关频率 $f_{\text{LLC}}/\text{kHz}$	100
输出电压 V_{out}/V	24
输出最大功率 P/kW	3

4.1. 稳态仿真分析

根据表 2 的参数, 设定 Buck-LLC 变换器输入额定电压 540 V, 输出电压 24 V, 额定功率 3 kW, 对 MPC-ADRC 控制器进行仿真验证, 并与 PI-PI 控制器结果进行对比, 如图 6 所示。PI-PI 控制器的超调量达到了约 1.5 V, 而 MPC-ADRC 控制器几乎无超调, 且趋于稳定的调节时间远小于 PI-PI 控制器, 证明 MPC-ADRC 控制器拥有更快的动态响应速度和调节能力。

当变换器进入稳态运行阶段时, LLC 谐振电路工作在准谐振状态, 如图 7(a)所示。此时, 开关频率 f_s 等于谐振频率 f_r , 系统电压增益恒定为 1, LLC 谐振电路等效于一个直流变压器。从图 7(b)可以看出, 开关管驱动信号 V_{g1} 变为高电平之前, 漏源电压 V_{ds} 已预先降至零。这表明电流在死区时间内已通过 MOSFET 的体二极管进行续流, 实现了原边开关管的零电压开通(Zero Voltage Switching, ZVS), 显著降低了高频下的开关损耗。从图 7(c)可以看出, 副边整流二极管电流 i_{s1} 和 i_{s2} 呈正弦半波形状。在电流自然过零时, 由于谐振电流 i_r 和励磁电流 i_m 已相等, 二极管在电流降至零时自动关断。这种零电流关断(Zero Current Switching, ZCS)特性完全消除了二极管的反向恢复问题, 进一步提升了变换器的整体转换效率。

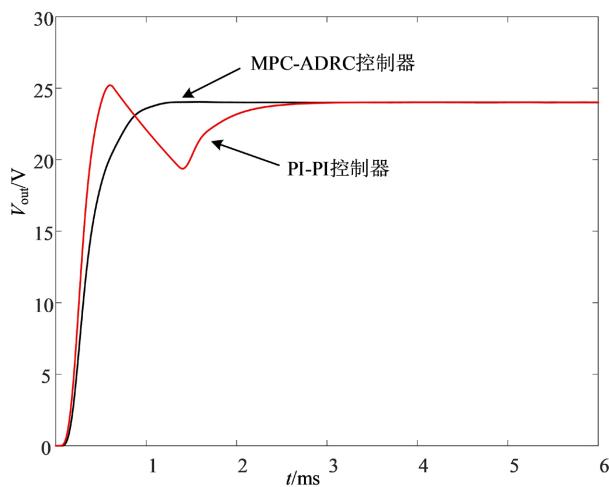


Figure 6. A classic example of spatial data sets
图 6. 空间数据集经典例子

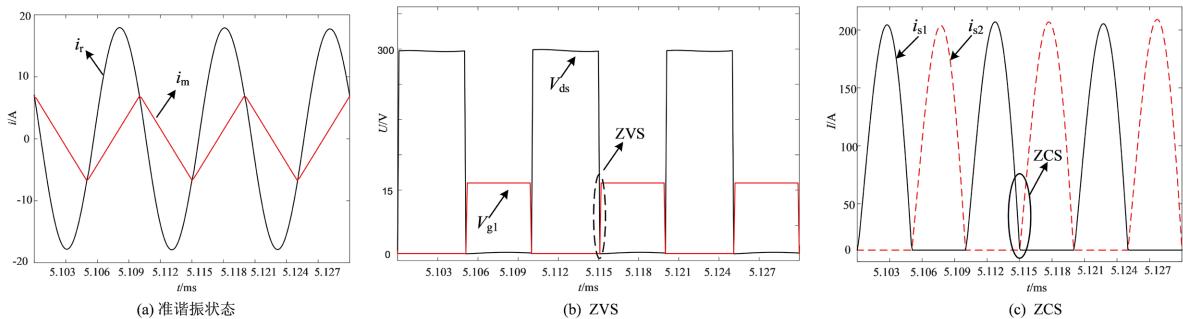
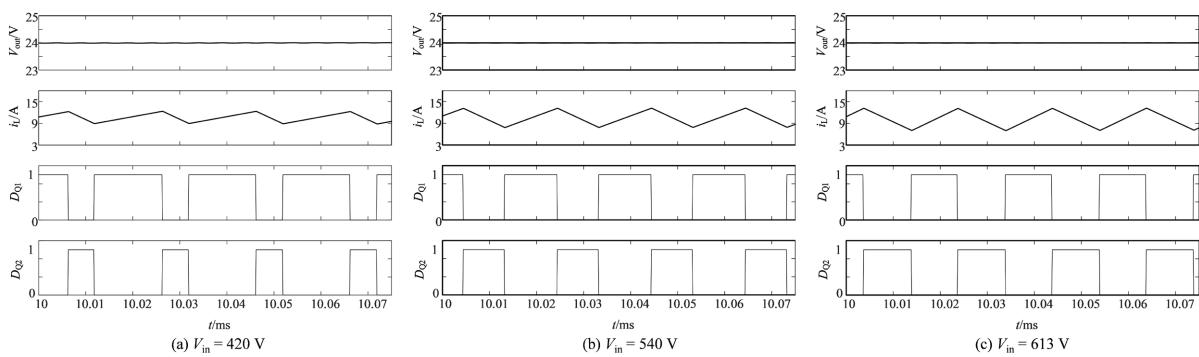
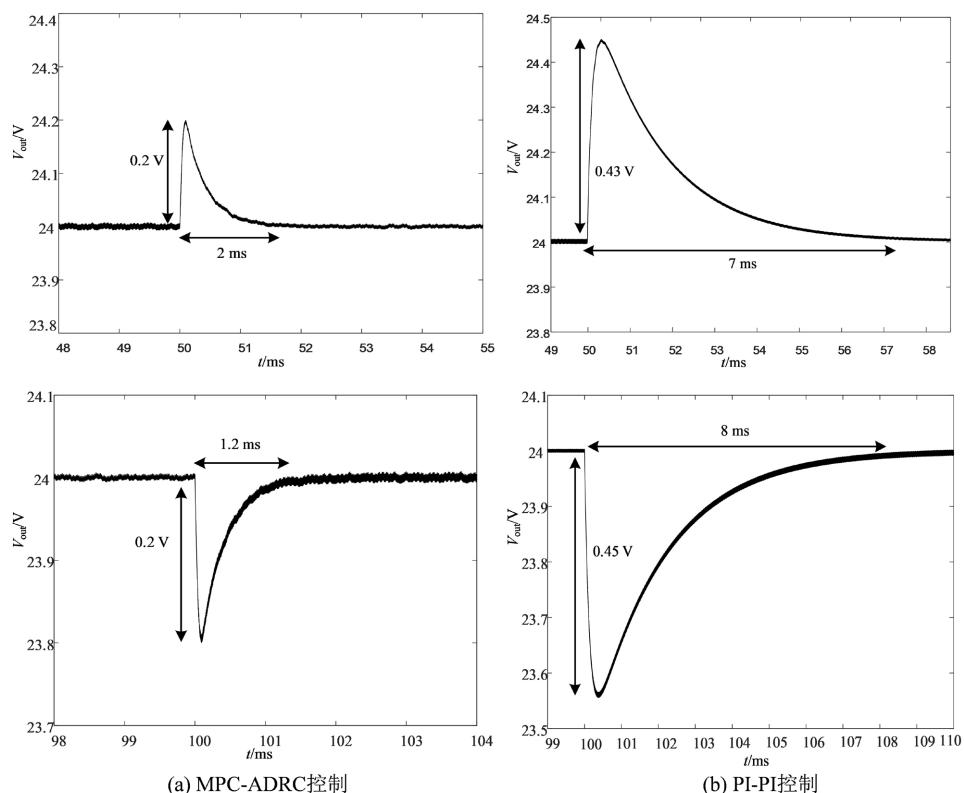


Figure 7. Quasi-resonant waveforms of LLC resonant circuit
图 7. LLC 谐振电路准谐振波形图

4.2. 宽输入电压控制性能仿真分析

车载 Buck-LLC 变换器根据车辆剩余电量情况, 其直流母线输入电压在 420 V~613 V 间浮动, 图 8(a)~(c) 分别为最小输入电压、额定输入电压、最高输入电压 3 种情况下的输出电压 V_{out} 波形图、电感电流 i_L 波形图以及开关管 Q_1 、 Q_2 导通情况。在最小输入电压 420 V、额定输入电压 540 V 以及最高输入电压 613 V 三种典型工况下, 采用本文提出的 MPC-ADRC 控制策略均能保持输出电压 V_{out} 稳定在 24 V 附近, 且电压纹波较小。同时, 电感电流 i_L 随着输入电压的变化均能调整其平均值以匹配功率需求, 实现了电感电流的无差拍跟踪。开关管 Q_1 与 Q_2 的驱动信号互补导通, 变换器输入电压升高, 调节其占空比以维持输出电压稳定。结果证明, MPC-ADRC 控制器在面对宽范围输入电压波动时, 能够有效抑制电压脉动, 确保了系统在不同工况下均具有较小的稳态误差和强鲁棒性。

在变换器稳态工作时进行模拟负载突变仿真实验, 用电阻阻值变化替代真实负载变化进行仿真。将仿真时长均设为 0.15 s, 仿真在 0.05 s 时将负载由满载切换至半载, 再在 0.1 s 时将负载由半载切换至满载, 结果如图 9 所示。当负载从满载突变至半载, MPC-ADRC 控制器输出电压波动 0.2 V, 恢复时间 2 ms, PI-PI 控制器输出电压波动 0.43 V, 恢复时间 7 ms; 从半载突变到满载的过程中, MPC-ADRC 控制器输出电压波动 0.2 V, 恢复时间 1.2 ms, PI-PI 控制器输出电压波动 0.45 V, 恢复时间 8 ms。结果证明 MPC-ADRC 控制器在应对负载跳变时电压波动更小, 调节时间更短, 效果要优于 PI-PI 控制器。

**Figure 8.** V_{out} and i_L waveforms and switch conduction states under different input voltages**图 8.** 不同输入电压下的 V_{out} 、 i_L 波形及开关管导通情况**Figure 9.** Output voltage response waveforms under load step change**图 9.** 负载跳变时输出电压响应波形图

4.3. 参数鲁棒性仿真分析

为进一步验证 MPC 对模型参数敏感性的容错能力, 在保持控制器参数不变的前提下, 人为改变仿真模型中的 Buck 滤波电感 L_1 参数值进行对比实验。设置电感值为标称值的 80% (模拟磁饱和工况)、100% (正常工况)、120% (模拟器件偏差工况), 观察输出电压 V_{out} 的稳态响应, 仿真结果如图 10 所示。

仿真结果表明, 即便在电感值波动的极端工况下, 由于外环 ADRC 能够迅速观测并补偿预测误差, 输出电压 V_{out} 依然能稳定在 24 V, 且调节过程平稳, 未出现高频振荡或系统发散现象。实验证明, 所提控制策略在 Buck 滤波电感 L_1 参数值发生显著漂移时仍具备极强的抗干扰能力和工作稳定性。

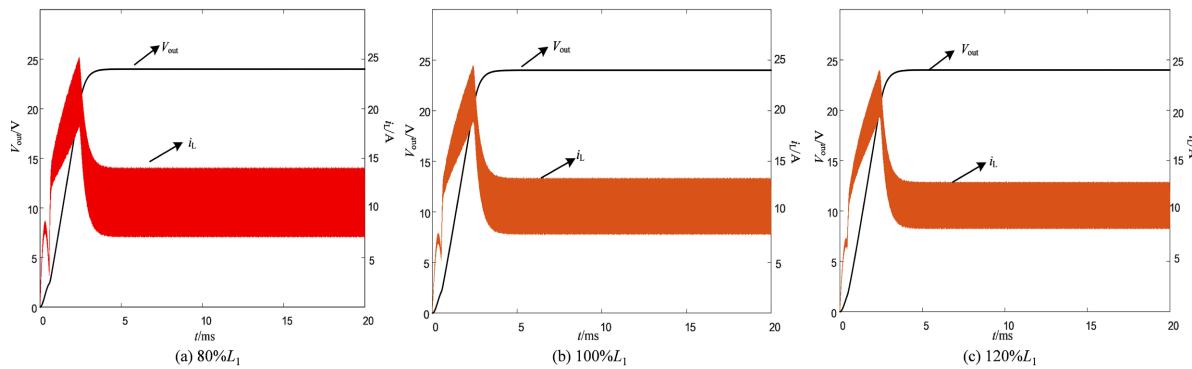


Figure 10. Response waveforms of V_{out} and inductor current with variable Buck filter inductance L_1

图 10. Buck 滤波电感 L_1 变化时输出电压及电感电流响应波形图

5. 结论

本文通过状态空间平均法对 Buck-LLC 变换器进行建模, 提出一种基于模型预测控制(MPC)内环与自抗扰控制(ADRC)外环的双闭环复合控制策略。该策略充分利用后级 LLC 谐振电路的直流变压器特性简化了内环预测算法, 并引入粒子群算法实现了外环 ADRC 控制参数的离线全局寻优。这种“离线寻优、在线应用”的设计方案, 在保证控制系统实时性的同时, 实现了控制参数在全局范围内的最优整定。仿真结果表明, 该控制策略在实现后级 LLC 谐振电路原边开关管 ZVS 与副边二极管 ZCS 的基础上, 有效抑制了宽输入电压下的输出波动, 显著优化了变换器在负载突变时的动态响应速度与抗干扰能力。此外, 针对传统模型预测控制对模型参数敏感的局限性, 本文通过理论分析与对比仿真进一步证实, 该复合策略对内环物理参数(如电感饱和或老化导致的波动)展现出较强的容错能力, 克服了传统单环 MPC 算法鲁棒性较差的缺陷。最后, 通过 Matlab/Simulink 仿真验证了所提控制策略的正确性与可行性, 证明该方案在车载辅助电源领域具有较高的工程应用价值。

参考文献

- [1] 董雨坤, 刘俊峰, 周浩, 等. 一种应用于车载辅助电源的 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 20-28.
- [2] 荀荷惠, 沈汉鑫, 苏坚坚, 等. 基于 PWM + PFM 控制的两级 DC-DC 变换器效率优化[J]. 电源技术, 2022, 46(2): 197-200.
- [3] Cui, J., Liu, Z., Zhang, J. and Ma, Y. (2024) Design of DC/DC Power Supply Based on Dual Loop Fixed Frequency Control Strategy. 2024 6th Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES), Chengdu, 28-31 March 2024, 152-156. <https://doi.org/10.1109/aees61147.2024.10544558>
- [4] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1103-1115.
- [5] Zhao, Y., Liu, F. and Ruan, X. (2025) An Adaptive Duty Cycle Compensation Scheme for Bridge-Arm Reused Buck-Boost + LLC Converter. 2025 IEEE 15th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Penang, 21-24 July 2025, 1-5. <https://doi.org/10.1109/peds63958.2025.11144785>
- [6] 张士顺. 车载两级式 Buck-LLC 变换器研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京理工大学, 2023.
- [7] 韩锟, 马晓慧, 李蔚. 飞跨电容型三电平 Buck 变换器双闭环控制研究[J]. 铁道科学与工程学报, 2025, 22(2): 829-840.
- [8] 杨佳祺. 数字控制两级式 DC/DC 谐振变换器研制[D]: [硕士学位论文]. 重庆: 重庆理工大学, 2025.
- [9] 李劲晖, 贾洪奇, 朱俊函, 等. 一种组合式宽输入高效率 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 13-23.
- [10] 马学东. 光储充放系统储能侧双向 DC-DC 变换器及其控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 柳州: 广西科技大学, 2025.