DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.66 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于模型预测控制的多相交错 Buck 变换器动态响应优化方法

张 鹏[1](中国电源学会会员)，刘 洋[1]，王伟康[1]，陈之秀[1]，夏 晔[2]
(1.华中科技大学人工智能与自动化学院，武汉 430074; 2.长江大学电子信息学院，荆州 434023)

摘要：针对传统线性控制动态性能不足、鲁棒性差的问题，以多相交错 Buck 变换器为对象提出了一种基于模型预测控制的动态响应优化方法。首先优化了交错并联 Buck 变换器的状态空间模型，并提出一种虚拟阻抗方法，实现了各相变换器的解耦控制。其次设计了负载扰动观测器和基于一步预测的连续集模型预测控制器，根据负载电流观测值以及输出电压偏差计算参考电流，以最小化电流偏差为目标将其代入预测模型中，求解得到各相最优占空比。最后在 Matlab/Simulink 上搭建仿真平台进行仿真验证，并在三相 Buck 变换器上进行实验。仿真和实验结果表明，所提算法能有效抑制由负载扰动而引起的输出电压变化，提升系统的动态性能，同时保证了系统的鲁棒性。

关键词：交错并联 Buck 变换器；虚拟阻抗；负载扰动观测器；模型预测控制；动态响应

Dynamic Response Optimization Method for Multi-phase Interleaved Buck Converter Based on Model Predictive Control

ZHANG Peng[1], *Member, CPSS*, LIU Yang[1], WANG Weikang[1], CHEN Zhixiu[1], XIA Ye[2]
(1. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. School of Electronic Information, Changjiang University, Jingzhou 434023, China)

Abstract: Aimed at the problems of insufficient dynamic performance and poor robustness in the traditional linear control, a dynamic response optimization method based on the model predictive control of a multi-phase interleaved Buck converter is proposed in this paper. First, the state space model of the interleaved Buck converter is optimized, and a virtual impedance method is put forward to realize the decoupling control of each phase converter. Second, a load disturbance observer and a continuous set model predictive controller based on one-step prediction are designed. The reference current is calculated based on the load current observation and the output voltage deviation, and the optimal duty cycle in each phase is obtained by substituting it into the predictive model with an objective of minimizing the current deviation. Finally, a simulation platform was built on Matlab/Simulink for simulation verification, and experiments were conducted on a three-phase Buck converter. Simulation and experimental results show that the proposed algorithm can effectively suppress the output voltage variations caused by load disturbances, improve the dynamic performance of the system, and ensure its robustness at the same time.

Keywords: Interleaved Buck converter; virtual impedance; load disturbance observer; model predictive control; dynamic response

收稿日期：2023-02-08；**修回日期**：2023-05-12；**录用日期**：2023-07-26；**网络首发日期**：2023-08-22
基金项目：国家自然科学基金资助项目(61573159)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 61573159

随着电力电子技术的跨越式发展以及第三代半导体器件的推广应用，DC-DC 变换器在开关频率、效率以及功率密度等方面性能得到了大幅提升，极大地促进了其在直流微网、储能系统、光伏

发电及航空航天等领域的应用[1-4]。在大功率的应用场合，交错并联技术以其可以减小电流纹波、降低开关管电流应力等优势成为热点设计方案[5-6]。

与此同时，在电动汽车以及直流微电网等领域对变换器的性能也提出了更高的要求。传统的 PI 控制易造成系统的滞后，限制了环路带宽和系统的动态性能。模型预测控制则因其具有动态性能优良、可求解多变量约束等优点成为国内外研究人员关注的焦点。文献[7-8]将 PI-MPC 的控制策略应用到 Boost 变换器，其中内环采用模型预测控制器，外环采用传统的 PI 调节器稳定输出电压，研究表明提出的控制方法能够有效提升系统的闭环性能，且系统的动态性能主要受限于外环的带宽；文献[9]提出了一步有限控制集模型预测控制，通过跟踪特定的自然开关面实现了最小时间控制；针对 FCS-MPC 预测时域和计算复杂度的矛盾，文献[10]提出了基于机器学习的自适应预测时间域方法，通过训练神经网络来计算最优预测时域，在保证控制性能的同时降低计算复杂度。

连续控制集模型预测控制 CCS-MPC(continuous control set-model predictive control)相较于有限集模型预测控制能够实现固定的开关频率，但在计算上更具有挑战性。文献[11]提出了基于 Buck 变换器的采样数据模型的连续集模型预测控制，其动态性能虽远优于 PI 控制，但模型求解复杂；文献[12]提出了一种简化计算的 MPC 方法，但是电流存在较大振荡，系统稳定性较差；针对复杂模型和高开关频率应用场合，文献[13-14]将智能算法引入模型预测控制，离线求解控制率，不仅保证了控制性能，而且减小了存储查找与计算的负担，但可能由于模型参数不准而造成稳态误差；针对此问题，文献[15]通过在输出预测中引入扰动观测器，以校正由扰动和模型失配引起的误差，从而得到无偏差跟踪性能；文献[16]针对 Boost 变换器也提出了一种自适应模型预测控制算法，解决了因未知的电感电阻和输入电压引起的模型不匹配问题，且所需计算资源较少。

针对上述控制方法存在的问题，本文以多相交错 Buck 变换器为对象，基于预测控制的思想，提出一种连续控制集模型预测控制算法。首先，改进了 Buck 变换器的预测模型，提出虚拟阻抗算法实现变换器模型解耦控制。其次，设计负载扰动观测器和基于一步预测的 MPC 控制器，快速跟踪负载电流变化，有效抑制负载扰动对输出电压的影响，提升变换器的动态响应和抗扰能力。最后，通过仿真和实验验证本文所提控制算法的有效性。

1　交错并联 Buck 变换器建模

交错并联 Buck 变换器的拓扑结构如图 1 所示。其中：Q_1、Q_2 分别为第 1 相变换器主功率管和同步整流管；L_1、r_{L1} 分别为第 1 相电感及其寄生电阻；C_i 为输入滤波电容；C、r_{esr} 分别为输出滤波电容及其寄生电阻，由于电容的寄生电阻较小，考虑简化系统模型通常忽略电容的寄生电阻；R 为等效负载电阻；v_i、v_o 分别为输入电压、输出电压；i_{Ln} 为第 n 相电感电流；i_{sum}、i_o 分别为各相支路的合路电流以及负载电流。

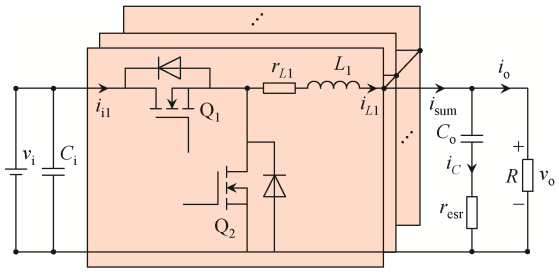


图 1　交错并联 Buck 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of interleaved Buck converter

针对理想噪声，理论上通过积分的方式可以完全消除。因此，对于多相交错 Buck 变换器，本文采用单周期积分的方法进行建模，模型表示为

$$\begin{cases} L_n\int_{kT_s}^{(k+1)T_s}\mathrm{d}i_{Ln}(t)=\int_{kT_s}^{(k+1)T_s}[v_i(t)u_n(t)- \\ \qquad v_o(t)-i_{Ln}(t)r_{Ln}]\mathrm{d}t \\ C\int_{kT_s}^{(k+1)T_s}\mathrm{d}v_o(t)=\int_{kT_s}^{(k+1)T_s}\left[\sum_{n=1}^{N}i_{Ln}(t)-\dfrac{v_o(t)}{R(t)}\right]\mathrm{d}t \end{cases} \tag{1}$$

式中：T_s 为开关周期；L_n、r_{Ln} 分别为第 n 相电感及其寄生电阻；$i_{Ln}(t)$为第 n 相电感电流；$R(t)$为负载电阻；$u_n(t)$为控制信号，当 $u_n(t)$=1 时主功率管

开通。

根据式(1)可以得到其离散时域的表达式为

$$\begin{cases} C\left[v_{\mathrm{o}}(k+1)-v_{\mathrm{o}}(k)\right]= \\ \qquad \left[\sum_{n=1}^{N}\overline{i_{Ln}}(k+1\mid k)-\overline{i_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)\right]T_{\mathrm{s}} \\ L_n\left[i_{Ln}(k+1)-i_{Ln}(k)\right]=\left[v_{\mathrm{i}}(k)d_n(k)-\overline{v_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)\right]\cdot \\ \qquad T_{\mathrm{s}}-\overline{i_{Ln}}(k+1\mid k)r_{Ln}T_{\mathrm{s}} \\ R_{\mathrm{o}}(k)=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k)}{i_{\mathrm{o}}(k)},R_{\mathrm{o}}(k+1)=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k+1)}{i_{\mathrm{o}}(k+1)} \end{cases} \tag{2}$$

式中：$d_n(k)$ 为第 k 时刻第 n 相驱动信号占空比；$\overline{i_{Ln}}(k+1\mid k)$ 为第 k~k+1 时刻内第 n 相电感电流的平均值；$\overline{v_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)$、$\overline{i_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)$ 分别为第 k~k+1 时刻内输出电压和负载电流的平均值。

式(2)中用平均值替代平均值简化积分运算，若输出电压和电感电流在单个周期内都可以近似为线性变化，则可以用第 k 时刻和第 k+1 时刻的瞬时值的平均数替代平均值。在单个开关周期内，电感电流在上升和下降阶段均呈现线性变化；在满足 Buck 电感电容的设计准则的条件下，由于输出滤波电容的存在，输出电压在单周期内变化量相对较小，可近似为线性变化；假设通常情况下负载稳定且负载切换瞬间完成，负载电流也可近似为线性变化。由此，三者可表示为

$$\begin{cases} \overline{i_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k)}{i_{\mathrm{o}}(k)}=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k+1)}{i_{\mathrm{o}}(k+1)} \\ \overline{v_{\mathrm{o}}}(k+1\mid k)=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k)+v_{\mathrm{o}}(k+1)}{2} \\ \overline{i_{Ln}}(k+1\mid k)=\dfrac{i_{Ln}(k)+i_{Ln}(k+1)}{2} \end{cases} \tag{3}$$

将式(3)代入式(2)即可求得系统的离散时域预测模型。假设

$$\begin{cases} \alpha_n=\dfrac{r_{Ln}T_{\mathrm{s}}}{2L_n} \\ \beta(k)=\dfrac{2C}{T_{\mathrm{s}}}+\dfrac{i_{\mathrm{o}}(k)}{v_{\mathrm{o}}(k)}+\sum_{n=1}^{N}\dfrac{1}{1+\alpha_n}\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{2L_n} \end{cases} \tag{4}$$

联立式(2)、式(3)和式(4)，得到 N 相交错并联 Buck 变换器离散时域模型为

$$\begin{cases} v_{\mathrm{o}}(k+1)=\dfrac{1}{\beta(k)}\left[\dfrac{2C}{T_{\mathrm{s}}}v_{\mathrm{o}}(k)-i_{\mathrm{o}}(k)\right]+ \\ \qquad \sum_{n=1}^{N}\dfrac{1}{\beta(k)}\left[\dfrac{2i_{Ln}(k)}{1+\alpha_n}+\dfrac{v_{\mathrm{i}}(k)d_n(k)-v_{\mathrm{o}}(k)/2}{1+\alpha_n}\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_n}\right] \\ i_{Ln}(k+1)=\dfrac{1-\alpha_n}{1+\alpha_n}i_{Ln}(k)+v_{\mathrm{i}}(k)d_n(k)\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{(1+\alpha_n)L_n}- \\ \qquad \dfrac{v_{\mathrm{o}}(k)+v_{\mathrm{o}}(k+1)}{2}\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{(1+\alpha_n)L_n} \\ i_{\mathrm{o}}(k+1)=\dfrac{v_{\mathrm{o}}(k+1)}{v_{\mathrm{o}}(k)}i_{\mathrm{o}}(k) \end{cases} \tag{5}$$

由式(5)可知，该系统为 N+1 阶非线性时变系统。

2 控制算法设计

本文所提 CCS-MPC 控制算法详细的系统控制框图如图 2 所示。首先对变换器的输入输出电压以及各相电感电流进行采样，根据虚拟阻抗算法重构的系统模型预测系统状态来补偿系统延迟。同时引入负载扰动观测器实时估算当前的负载电流。MPC 控制器根据估算的负载电流以及系统状态计算电流参考值，并计算出各相对应的最优占空比。

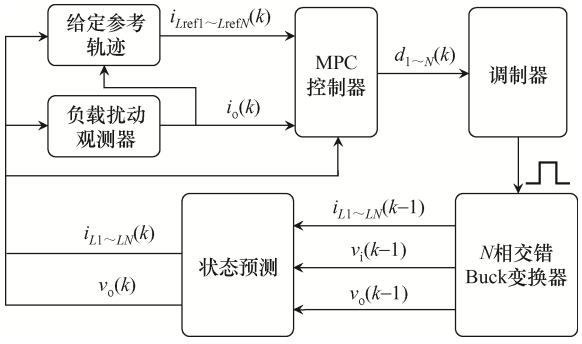


图 2 系统控制框图

Fig. 2 Control block diagram of system

2.1 虚拟阻抗解耦方法

由于该系统为N+1阶非线性系统，当变换器并联支路较多时系统阶次较高，模型求解的复杂度较高。针对此问题，本文提出了一种虚拟阻抗算法。采用并联的虚拟电容和虚拟负载替换实际输出电

容和负载电阻，将系统转化为 N 相完全解耦的单相 Buck 变换器。设第 n 相变换器的虚拟电容为 C_n，虚拟负载为 R_n，输出电压为 $v_{on}(t)$，且满足

$$\begin{cases} C = C_1 // C_2 // \cdots // C_N \\ R = R_1 // R_2 // \cdots // R_N \\ v_o(t) = v_{on}(t), 1 \leqslant n \leqslant N \end{cases} \tag{6}$$

为保证各相变换器具有相同的动态特性，各相变换器的虚拟滤波电容的参数应当一致。虚拟负载的大小与稳态时电感电流分配比例相关。当变换器工作在电流均衡模式时，各相虚拟负载电阻也完全相同，即

$$\begin{cases} C_n = C / N \\ R_n = NR \end{cases} \tag{7}$$

虚拟电容和虚拟负载可视为各相变换器独立的电容和负载，各相电感电流只流经对应的虚拟电容和虚拟负载，实现了各相并联变换器的完全解耦，从而保证各相变换器能完全独立控制。因此可将系统模型重构为

$$\begin{cases} v_{on}(k+1) = \dfrac{1}{\beta(k)}\left[\dfrac{2C_n}{T_s} v_o(k) - i_{on}(k)\right] + \\ \qquad \dfrac{1}{\beta(k)}\left[\dfrac{2i_{Ln}(k)}{1+\alpha_n} + \dfrac{v_i(k)d_n(k) - v_o(k)/2}{1+\alpha_n}\dfrac{T_s}{L_n}\right] \\ v_o(k+1) = \dfrac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} v_{on}(k+1) \\ i_{Ln}(k+1) = \dfrac{1-\alpha_n}{1+\alpha_n} i_{Ln}(k) + v_i(k)d_n(k) \cdot \\ \qquad \dfrac{T_s}{(1+\alpha_n)L_n} - \dfrac{v_o(k)+v_o(k+1)}{2}\dfrac{T_s}{(1+\alpha_n)L_n} \\ i_{on}(k+1) = \dfrac{v_o(k+1)}{v_o(k)} i_{on}(k) \end{cases} \tag{8}$$

设输出电压的采样噪声为 $n_v(k)$，第 n 相电感电流采样噪声为 $n_{in}(k)$，模型参数无容差。根据原模型得到的采样噪声引起的输出电压预测偏差 $\delta_{v1}(k+1)$ 为

$$\delta_{v1}(k+1) = \frac{1}{\beta(k)}\left[\frac{2C}{T_s} - \frac{1}{R} - \frac{NT_s}{2(1+\alpha_n)L_n}\right] \cdot n_v(k) + \sum_{n=1}^{N} \frac{2}{\beta(k)(1+\alpha_n)} n_{in}(k) \tag{9}$$

采用基于虚拟阻抗算法重构系统模型后，采样噪声引起的输出电压预测偏差 $\delta_{v2}(k+1)$ 为

$$\delta_{v2}(k+1) = \frac{1}{\beta(k)}\left[\frac{2C}{NT_s} - \frac{1}{NR} - \frac{T_s}{2(1+\alpha_n)L_n}\right] \cdot n_v(k) + \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \frac{2}{\beta(k)(1+\alpha_n)} n_{in}(k) = \frac{\delta_{v1}(k+1)}{N} \tag{10}$$

根据式(10)可知，当采用虚拟阻抗重构系统模型时，采样噪声对输出电压的影响显著降低。在降低模型复杂度的同时能够提升系统的稳态性能。

2.2 负载扰动观测器设计

在实际工况中，负载可能未知且随工况变化。为保证系统动态响应快，电感电流需要快速跟踪负载的变化，因此需要实时测量负载电流。考虑降低硬件成本，本文提出了一种负载电流的估计方法。

设第 n 相变换器的负载电流为 i_{on}，理想条件下，若负载通常保持稳定且负载变化瞬间完成，则满足的递推方程为

$$\frac{i_{on}(k)}{v_o(k)} = \frac{i_{on}(k-1)}{v_o(k-1)} \tag{11}$$

根据式(1)中的变换器时域模型可以得到，第 n 相变换器负载电流的时域表达式为

$$\tilde{i}_{on}(t) = i_{Ln}(t) - i_{Cn}(t) \tag{12}$$

将式(12)进行离散化，可得第 n 相变换器的负载电流在第 k 时刻的估计值 $\tilde{i}_{on}(k)$ 为

$$\tilde{i}_{on}(k) = \left[i_{Ln}(k) + i_{Ln}(k-1)\right]\frac{v_o(k)}{v_o(k)+v_o(k-1)} - \frac{2C}{T_s}\frac{v_o(k)}{v_o(k)+v_o(k-1)}\left[v_o(k) - v_o(k-1)\right] \tag{13}$$

根据式(11)和式(13)可以设计第 n 相变换器负载电流观测器为

$$\hat{i}_{on}(k) = (1-K_R) i_{on}(k) + K_R \tilde{i}_{on}(k) + K_L[V_{ref} - v_o(k)] \tag{14}$$

式中：参数 K_R 决定了负载电流的跟踪效果，K_R 越大，跟踪速度越快，但稳态效果越差；系数 K_L 的作用是减小由于模型误差而引起的稳态误差。

2.3 CCS-MPC 控制算法设计

本文采用的 MPC 控制算法框图如图 3 所示，其主要包括参考电压校正和MPC控制器2个部分。

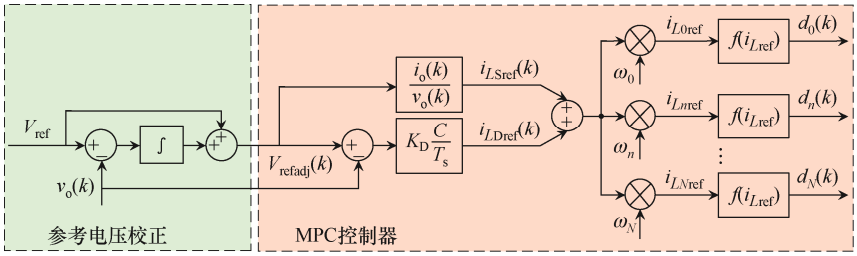


图 3 CCS-MPC 控制算法框图

Fig. 3 Block diagram of CCS-MPC control algorithm

在实际系统中，模型参数失配、运行工况偏离平衡点以及采样误差等问题可能会引入稳态误差。本文通过引入参考电压误差积分项调节参考电压从而消除稳态误差。当参考电压和输出电压反馈量偏差过大时取消积分项，当输出电压反馈量进入稳态区间后引入积分作用以提高稳态精度。

$$\begin{cases} V_{\rm refadj}(k)=V_{\rm refadj}(k-1)+K_{\rm I}(k)\left[V_{\rm ref}-v_{\rm o}(k)\right] \\ K_{\rm I}(k)=\begin{cases} 0 & \left|V_{\rm ref}-v_{\rm o}(k)\right|>\sigma V_{\rm ref} \\ K_{\rm E}\dfrac{\left|V_{\rm ref}-v_{\rm o}(k)\right|}{V_{\rm ref}} & \left|V_{\rm ref}-v_{\rm o}(k)\right|\leqslant\sigma V_{\rm ref} \end{cases} \end{cases} \tag{15}$$

式中：$V_{\rm ref}$ 为实际的参考电压；$V_{\rm refadj}(k)$ 为参考电压修正值；σ 为电压稳态区间；$K_{\rm I}(k)$ 为积分系数。

设计 MPC 控制器时为提高系统的动态性能，将电感电流参考值分为动态电流参考值和稳态电流参考值，在每个开关周期对其进行更新。

在稳态条件下输入功率等于输出功率，负载电流等于电感电流平均值，因此稳态电流参考值 $i_{L\rm Sref}(k)$ 满足

$$\frac{i_{L\rm Sref}(k)}{V_{\rm ref}(k)}=\frac{i_{\rm o}(k)}{v_{\rm o}(k)} \tag{16}$$

输出电压的动态特性主要取决于输出滤波电容，其数学模型为

$$\Delta Q=\int_0^{T_{\rm s}} i_{\rm c}(t+kT_{\rm s})=C\Delta U_{\rm c} \tag{17}$$

单个周期内电容两端电压变化量取决于流经电容的电流，可以由期望的电压增量控制流经电容的电流大小，即动态电流参考值 $i_{L\rm Dref}(k)$ 可表示为

$$i_{L\rm Dref}(k)=K_{\rm D}\frac{C}{T_{\rm s}}[V_{\rm refadj}(k)-v_{\rm o}(k)] \tag{18}$$

式中，$K_{\rm D}$ 为补偿系数，决定系统的动态响应速度。当 $K_{\rm D}$ 过大时，可能会影响系统的稳定性；当 $K_{\rm D}$ 过小时，会导致调节时间过长。则总电感电流参考可以表示为

$$i_{L\rm ref}(k)=\frac{i_{\rm o}(k)}{v_{\rm o}(k)}V_{\rm ref}(k)+K_{\rm D}\frac{C}{T_{\rm s}}[V_{\rm refadj}(k)-v_{\rm o}(k)] \tag{19}$$

设第 n 相变换器的电流分配比例为 ω_n，当变换器工作在负载均衡模式时 $\omega_n=1/N$。设第 n 相变换器电流参考值为 $i_{Ln\rm ref}(k)$，需要对其限幅以保障系统安全运行，即有

$$\begin{cases} i_{Ln\rm ref}(k)=\omega_n i_{L\rm ref}(k) \\ i_{Ln\min}\leqslant i_{Ln\rm ref}(k)\leqslant i_{Ln\max} \end{cases} \tag{20}$$

式中，$i_{Ln\max}$、$i_{Ln\min}$ 分别为电流参考值的最大、最小值。以期望最小化电流偏差为目标，构造隐式目标函数 J 为

$$J=\sum_{n=1}^{N}[i_{Ln\rm ref}(k)-i_{Ln}(k+1)]^2 \tag{21}$$

采用虚拟阻抗解耦方法时各相变换器可以独立控制，因此上述目标函数可以改写为向量形式

$$\begin{cases} \boldsymbol{J}=[J_1 \quad J_2 \quad \cdots \quad J_N] \\ J_n=[i_{Ln\rm ref}(k)-i_{Ln}(k+1)]^2 \end{cases} \tag{22}$$

将目标函数向量中各元素最小化，则有

$$\begin{cases} i_{Ln\rm ref}(k)-i_{Ln}(k)=\left[v_{\rm i}(k)d_{n\rm opt}(k)-\dfrac{v_{\rm o}(k)+v_{\rm o}(k+1)}{2}\right]\cdot \\ \qquad \dfrac{T_{\rm s}}{L_n}-\dfrac{i_{Ln}(k)+i_{Ln\rm ref}(k)}{2}\dfrac{R_{Ln}T_{\rm s}}{L_n} \\ v_{on}(k+1)-v_{on}(k)= \\ \qquad \left[\dfrac{i_{Ln}(k)+i_{Ln\rm ref}(k)}{2}-\dfrac{i_{\rm o}(k)+i_{\rm o}(k+1)}{2}\right]\dfrac{T_{\rm s}}{C} \\ v_{\rm o}(k+1)=\dfrac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}v_{on}(k+1) \\ i_{\rm o}(k)v_{\rm o}(k+1)=i_{\rm o}(k+1)v_{\rm o}(k) \end{cases} \tag{23}$$

联立上述方程组即可解得，输出电压预测值 $v_{on}(k+1)$ 及各相变换器最优占空比 $d_{nopt}(k)$ 为

$$\begin{cases} v_{on}(k+1)=\dfrac{\dfrac{2C}{T_s}v_o(k)+[i_{Ln}(k)+i_{Lnref}(k)]-i_o(k)}{\dfrac{2C}{T_s}+\dfrac{i_o(k)}{v_o(k)}} \\ \qquad\qquad 1\leqslant n\leqslant N \\ d_{nopt}(k)=\left(\dfrac{L_n}{T_s}+\dfrac{R_{Ln}}{2}\right)\dfrac{i_{Lnref}(k)}{v_i(k)}+\dfrac{v_o(k)+v_o(k+1)}{2v_i(k)}- \\ \qquad \left(\dfrac{L_n}{T_s}-\dfrac{R_{Ln}}{2}\right)\dfrac{i_{Ln}(k)}{v_i(k)} \qquad 0\leqslant d_{nopt}(k)\leqslant d_{n\max} \end{cases} \tag{24}$$

3　仿真及实验验证

本节通过仿真和物理实验对所提控制算法进行验证，首先在 Matlab/Simulink 上搭建了三相交错 Buck 变换器仿真模型进行初步验证，并基于 TMS320F28377D 处理器设计了如图 4 所示的实验样机，相关电路参数见表 1。

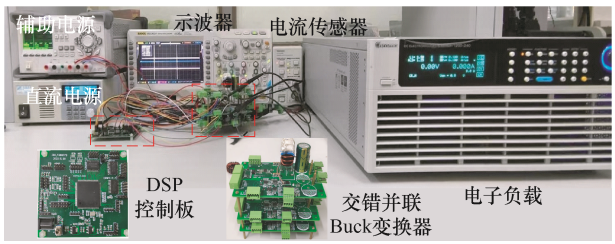


图 4　实验平台

Fig. 4 Experimental platform

表 1　Buck 变换器样机设计参数

Tab. 1 Design parameters of Buck converter prototype

参数	数值
输入电压 V_i/V	30
输出电压 V_o/V	15
额定功率 P/W	180
输出侧电容 C/μF	150
滤波电感 L_1,L_2,L_3/μH	33.6，32.6，32.4
电感电阻 R_{L2},R_{L2},R_{L2}/mΩ	50，50，50
开关频率 f_s/kHz	200

3.1　仿真验证

3.1.1　动态性能测试

MPC 控制动态响应仿真波形如图 5 所示。

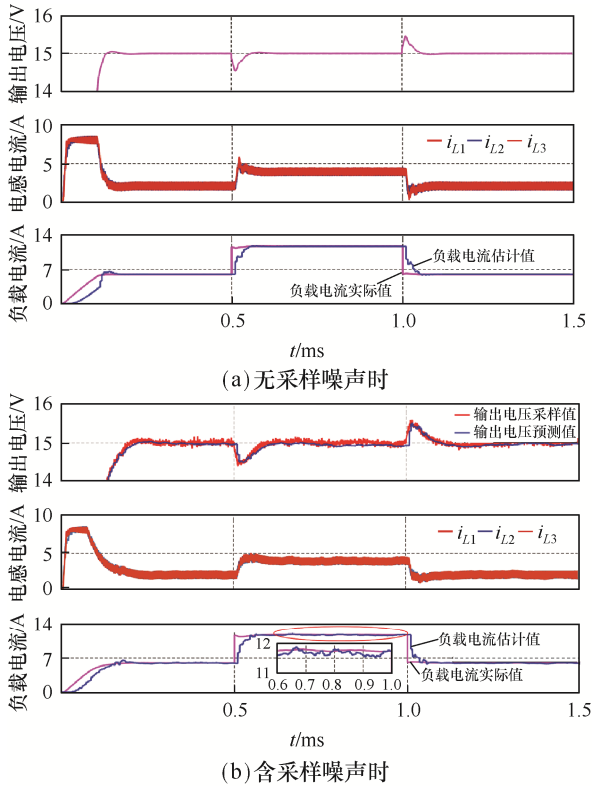


图 5　MPC 控制动态响应仿真波形

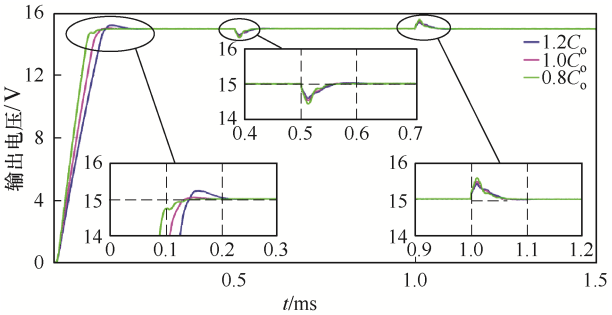
Fig. 5 Simulation waveforms of dynamic response based on MPC control

图 5(a)为无采样噪声时的仿真结果。启动过程中，电感电流迅速上升，且始终维持在限幅值内，输出电压超调量为0.4%，稳态时间约为180 μs。在 0.5 ms 时，负载电流由 6 A 突变到 12 A。其调节时间约为100 μs，输出电压跌落0.5 V，调节过程中电流上升时间仅为 3 个开关周期。负载电流估计值在 10 个开关周期完全跟上实际值，能快速无超调地跟踪负载电流变化，且稳态无静差，验证了负载扰动观测器的有效性。减载测试时系统的动态响应特性与加载过程基本相同。

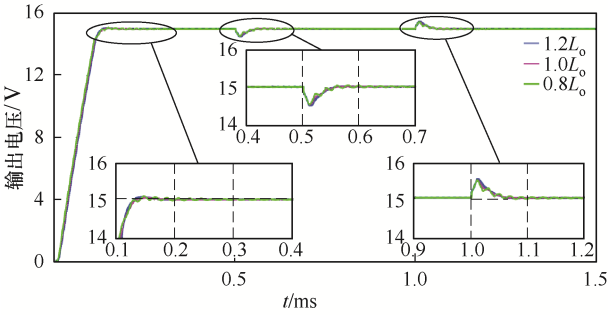
图 5(b)为含采样噪声时的仿真结果。系统动态性能基本无恶化，但是采样噪声得到有效抑制，输出电压纹波维持在 0.1 V 以内；由于采样噪声引起的负载电流估计值波动保持在 0.3 A，即额定电流的 2.5%以内。

3.1.2 鲁棒性测试

为验证所提控制算法在元件参数摄动条件下的鲁棒性，分别在电感以及电容产生 20%的参数变化时对系统的动态响应进行测试，仿真结果如图 6 所示，其中，C_o、L_o分别为额定电容和额定电感。



(a) 电容参数摄动时



(b) 电感参数摄动时

图 6 MPC 控制算法鲁棒性测试仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of robustness test based on MPC control algorithm

图 6(a)为电容参数摄动时的仿真波形。在启动过程，电容产生负偏差时调节时间大约 180 μs，电容产生正偏差时超调量为 2%，调节时间大约为 200 μs。在负载突变过程中，输出电压变化量以及动态恢复时间基本相同。图 6(b)为电感参数摄动时的仿真波形。参数变化前后系统动态性能基本相同，但是电感产生负偏差时电压存在振荡，收敛时间较长。由仿真结果可知，当元件参数在一定范围内变化，所提控制方法依然能提供良好的控制性能，展现出较强的鲁棒性。

3.1.3 控制性能对比

将本文所提算法与文献[8]所提的 PI-MPC 控制及传统电压电流双闭环 PI 控制进行对比，仿真波形如图 7 所示，相关性能指标参数见表 2。

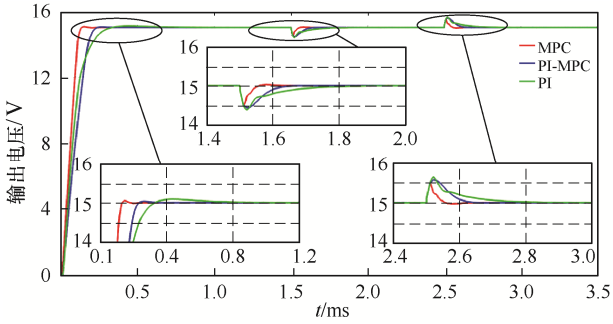


图 7 3 种控制方法对比的仿真波形

Fig. 7 Comparison of simulation waveform among three control algorithms

表 2 动态响应仿真数据

Tab. 2 Simulation data for dynamic response

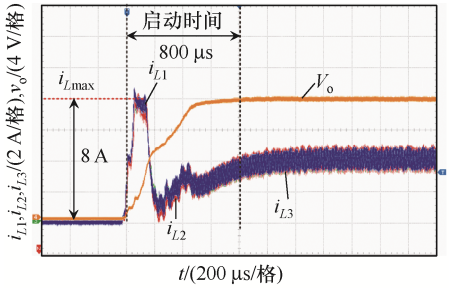
控制方法	启动过程		加载过程	
	超调量/%	稳态时间/μs	电压跌落/V	调节时间/μs
MPC	0.40	200	0.48	100
PI-MPC	0.28	350	0.55	150
PI	0.60	800	0.60	350

根据表 2 中可得，在启动过程中 3 种控制方法产生的超调量基本相同，但采用 MPC 控制时稳态时间显著缩短。负载发生突变时，采用 MPC 控制的电压变化量最小，调节时间也最短，其动态性能优于 PI-MPC 控制，远优于传统的 PI 控制，充分验证所提算法在提升系统动态性能方面的优势。

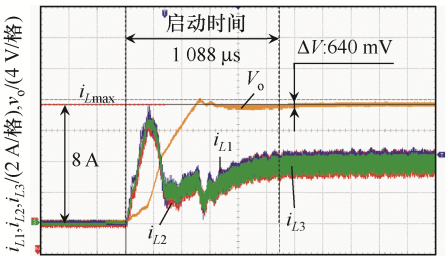
3.2 实验验证

3.2.1 阶跃响应实验

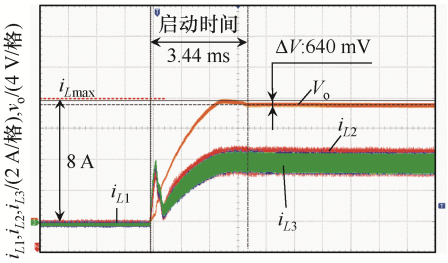
图 8 为系统的阶跃响应测试实验波形。由图 8 可见：PI-MPC 控制算法的调节时间约为 1.088 ms，电压超调为 0.64 V；PI 控制的调节时间为 3.44 ms，电压超调为 0.64 V；本文所提 MPC 控制算法稳态时间最短，仅 800 μs，启动过程平滑，输出电压无超调且电流始终维持在限幅值 8 A 内，阶跃响应特



(a) MPC控制



(b)PI-MPC控制



(c)PI控制

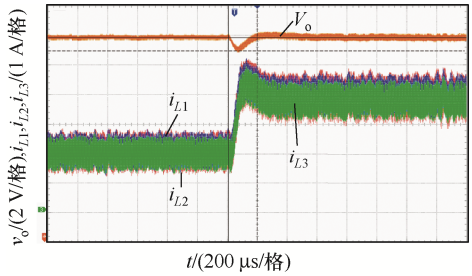
图 8　阶跃响应测试实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of step response test

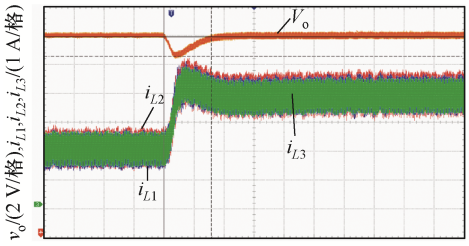
性优于 PI-MPC 和 PI 控制，与仿真结论基本相同。

3.2.2　负载扰动实验

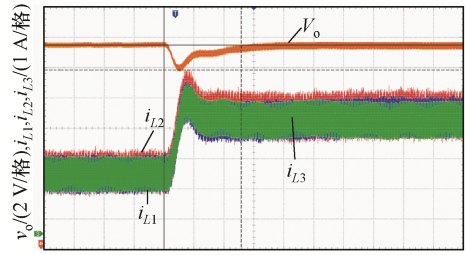
额定工况下满载电流为 12 A，设定负载电流变化率为 0.5 A/μs。图 9 为负载电流由 6 A 突变至 12 A 的瞬态响应实验波形。图 10 为负载电流由 12 A 突变至 6 A 的瞬态响应实验波形。通过负载扰动实验可以看出：采用 PI 控制时，大约产生 10% 的电压波动，调节时间超过 500 μs。采用 PI-MPC 控制时，电压波动约为 9%，相比于 PI 控制略有优化，调节时间减小至 400 μs；采用 MPC 控制时，输出电压波动减小至 6%，调节时间显著缩短至 200 μs。实验结果与仿真结果基本一致，均表明采用 MPC 控制时系统动态性能相比于 PI 和 PI-MPC 控制有明显优化。



(a)MPC控制



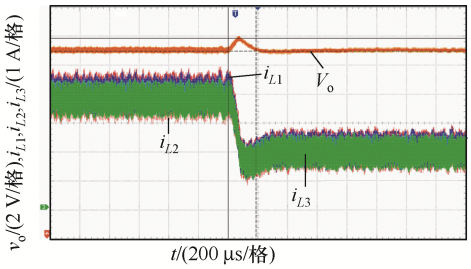
(b)PI-MPC控制



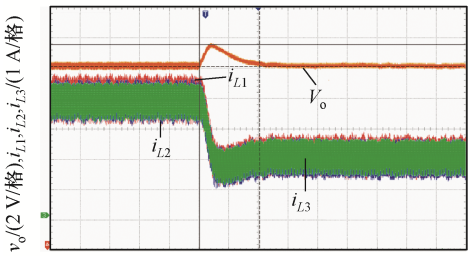
(c)PI控制

图 9　加载测试实验波形

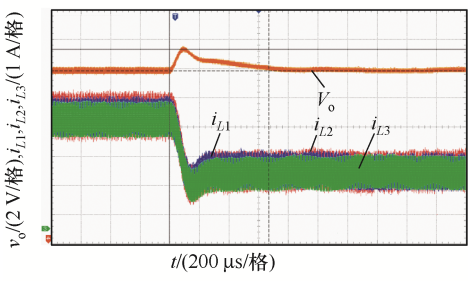
Fig. 9 Experimental waveforms of load increase test



(a)MPC控制



(b)PI-MPC控制



(c)PI控制

图 10　减载测试实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of load decrease test

3.2.3 输入电压阶跃实验

额定输入电压为 30 V，在其 10%的阶跃变化下的实验波形如图 11 所示。可见，采用 MPC 控制时输出电压无波动；采用 PI-MPC 控制时输出电压波动约为 0.12 V；采用 PI 控制时输出电压波动约为 0.26 V，且调节时间最长。由此表明所提控制算法对输入电压扰动也有较好的抑制能力。

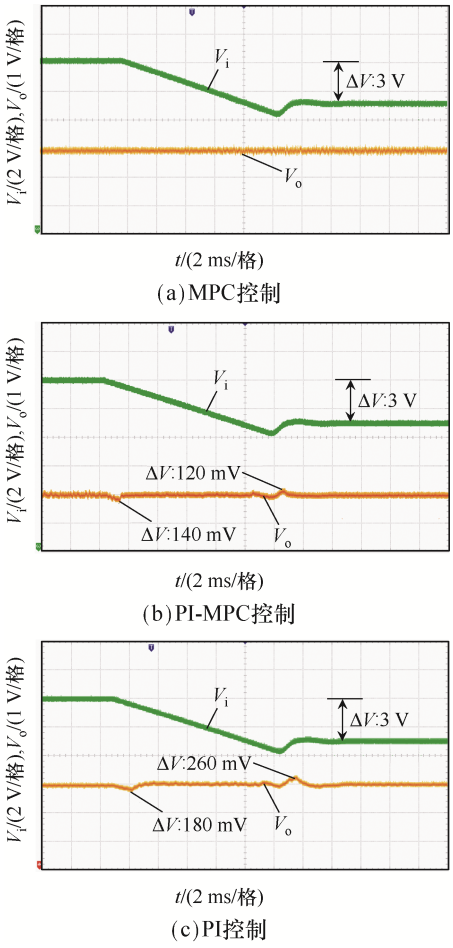


图 11 输入电压阶跃实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of input voltage step test

4 结语

本文针对多相交错 Buck 变换器提出了一种基于模型预测控制的动态响应优化算法。首先提出一种虚拟阻抗方法，实现各相变换器之间的完全解耦，降低了模型求解的复杂度。在此基础上设计了一种基于负载扰动观测器的连续控制集模型预测控制算法，在提升系统动态性能的同时保证了系统的鲁棒性。最后通过仿真和实验与传统的 PI 控制以及 PI-MPC 控制进行对比，验证了所提的控制算法在提升系统动态响应和抗扰性能方面的优越性。

参考文献：

[1] Ansari S, Zhang Jing, Iqbal K. Modeling, stability analysis and simulation of buck converter in a DC microgrid [C]//2021 IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC). Manhattan, KS, USA: IEEE, 2021: 1-4.

[2] 年珩, 叶余桦. 三端口隔离双向 DC-DC 变换器模型预测控制技术[J]. 电工技术学报, 2020, 35(16): 3478-3488.
Nian Heng, Ye Yuhua. Model predictive control of three-port isolated bidirectional DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(16): 3478-3488. (in Chinese)

[3] 曾利彬,陈艳峰,张波,等. 数十兆赫兹级 DC-DC 变换器关键技术研究进展[J]. 电源学报, 2023,21(1):45-54.
Zeng Libin, Chen Yanfeng, Zhang Bo, et al. Research of multi-tens MHz DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2023,21(1):45-54. (in Chinese)

[4] 冀婉玉, 董玮, 张军军. 高渗透率光伏发电的直流微电网故障穿越控制策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(6): 70-76.
Ji Wanyu, Dong Wei, Zhang Junjun. Research on fault ride-through control strategy for DC microgrid with high-permeability photovoltaic power generation [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(6): 70-76. (in Chinese)

[5] Roh Y S, Moon Y J, Park J, et al. A multiphase synchronous buck converter with a fully integrated current balancing scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5159-5169.

[6] 杨玉岗, 李恒, 孙晓钰. 交错并联磁集成双向 LLC 谐振变换器的高轻载效率控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 20-27.
Yang Yugang, Li Heng, Sun Xiaoyu. High light-load efficiency control method for interleaved magnetic integrated bidirectional LLC resonant converter [J]. Journal of

Power Supply, 2022, 20(1): 20-27. (in Chinese)

[7] Kim S K, Park C R, Kim J S, et al. A stabilizing model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC boost converter [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(5): 2016-2023.

[8] Talbi B, Krim F, Laib A, et al. PI-MPC switching control for DC-DC Boost converter using an adaptive sliding mode observer [C]//2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE). Istanbul, Turkey, 2020: 1-5.

[9] Harzig T, Grainger B. Finite control set model predictive control for a DC-DC Boost converter ensuring time optimal regulation and controlled output voltage deviation [C]//2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2021: 3301-3307.

[10] Gardezi M S M, Hasan A. Machine learning based adaptive prediction horizon in finite control set model predictive control [J]. IEEE Access, 2018, 6: 32392-32400.

[11] Harisyam P V, Prasanth V, Natarajan V, et al. Continuous control set model predictive control of Buck converter [C]//IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Singapore, 2020: 1297-1302.

[12] Leng Zhaoxia, Liu Qingfeng. A simple model predictive control for Buck converter operating in CCM [C]//2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Pilsen, Czech Republic, 2017: 19-24.

[13] 肖智明, 陈启宏, 张立炎. 电动汽车双向 DC-DC 变换器约束模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 489-498.
Xiao Zhiming, Chen Qihong, Zhang Liyan. Constrained model predictive control for bidirectional DC-DC converter of electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 489-498. (in Chinese)

[14] Chen Jing, Chen Yu, Tong Lupeng, et al. A backpropagation neural network-based explicit model predictive control for DC-DC converters with high switching frequency [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2124-2142.

[15] Yang Jun, Zheng Weixing, Li Shihua, et al. Design of a prediction-accuracy-enhanced continuous-time MPC for disturbed systems via a disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5807-5816.

[16] 贾志东, 姜久春, 程龙, 等. 适用于 Boost 变换器的自适应模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(19): 5838-5845, 5941.
Jia Zhidong, Jiang Jiuchun, Cheng Long, et al. An adaptive model predictive control for DC-DC Boost converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(19): 5838-5845, 5941. (in Chinese)



张鹏

作者简介：

张鹏(1998—　)，男，中国电源学会会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与模型预测控制。E-mail：pengzhang0611@163.com。

刘洋(1979—　)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子与电机控制。E-mail：yangliu30@hust.edu.cn。

王伟康(1996—　)，男，博士研究生。研究方向：电力电子与电源。E-mail：weikangwang@foxmail.com。

陈之秀(1999—　)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子与电机控制。E-mail：1450463324@qq.com。

夏晔(1999—　)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子与模型预测控制。E-mail：2021710542@yangtzeu.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)