引用格式:范新,吴家荣,杨林,等.基于前置滤波器的三电平Buck变换器精确反馈解耦控制[J].电力科学与技术学报,2025,40(5):237-245.
Citation: FAN Xin, WU Jiarong, YANG Lin, et al. Precise feedback decoupling control of a three-level Buck converter based on a pre-filter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2025,40(5):237-245.

基于前置滤波器的三电平Buck变换器精确反馈解耦控制

范　新,吴家荣,杨　林,吴伟林
(广西民族大学物理与电子信息学院,广西 南宁 530006)

摘　要:为提升三电平Buck变换器的稳定性能,提出一种基于前置滤波器的精确反馈解耦控制策略。建立三电平Buck变换器的数学模型,并基于逆系统理论对模型进行可逆性分析,将原模型线性化解耦为2个伪线性子系统;对2个子系统分别设计比例-积分控制器和最优控制器,以提高系统的性能并抑制外部扰动对系统的影响;设计前置滤波器,消除闭环零点的不利影响。仿真和实验结果表明,与现有控制方法相比,所提控制策略具有更快的响应速度、更好的稳定性和更强的鲁棒性。

关　键　词:三电平;Buck变换器;解耦控制;前置滤波器
DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2025.05.022　　**中图分类号**:TM46　　**文章编号**:1673-9140(2025)05-0237-09

Precise feedback decoupling control of a three-level Buck converter based on a pre-filter

FAN Xin, WU Jiarong, YANG Lin, WU Weilin
(School of Physics and Electronic Information, Guangxi Minzu University, Nanning 530006, China)

Abstract: To improve the stability performance of a three-level Buck converter, a precise feedback decoupling control strategy based on a pre-filter is proposed. The mathematical model of the three-level Buck converter is established, and the reversibility analysis of the model is carried out based on the inverse system theory. The original model is linearly decoupled into two pseudolinear subsystems. The proportional-integral controller and the optimal controller are designed for the two subsystems, respectively to improve the performance of the system and suppress the influence of external disturbances on the system. Then, the pre-filter is designed to eliminate the adverse effects of the closed-loop zero point. Simulation and experimental results show that compared with the existing control methods, the proposed control strategy has faster response speed, better stability, and stronger robustness.

Key words: three-level; Buck converter; decoupling control; pre-filter

相较于传统Buck变换器,三电平Buck变换器具有电压应力更低、滤波电感器和电容体积更小、能效转换率更高等优势[1-5],在便捷式电子产品应用领域备受关注。为使多电平Buck变换器正常工作且性能良好,将飞跨电容电压与参考值平衡至关重要[6-7]。飞跨电容电压虽具有自动调节特性[8],但负载干扰、输入电压及占空比变化等因素的存在会导致飞跨电容电压不平衡,开关管电压应力可能超过额定值,输出电压波形变差,易导致系统不稳定[9-11]。此外,飞跨电容电压与输出电压之间存在强耦合关系,给变换器系统的控制器设计带来挑战[12-13]。

收稿日期:2024-07-31;**修回日期**:2024-11-01
基金项目:广西科技基地和人才项目(桂科AD23026199);广西民族大学人才引进启动基金(2020KJQD25)
通信作者:吴家荣(1988—),男,博士,副教授,主要从事电力电子功率变换器的控制技术研究;E-mail:wujiarong@gxun.edu.cn

为了克服上述问题，学者提出了相应的控制方法。文献[12]将线性解耦矩阵应用于三电平Buck变换器，实现飞跨电容与输出电压的解耦，进而采用比例-积分(proportional-integral，PI)控制方法使系统稳定；文献[13]通过线性解耦控制，实现了飞跨电容电压和输出电压的解耦，进而采用滑模控制平衡了飞跨电容电压；文献[14]针对三电平Buck变换器设计了电压环控制器，降低了输出电压纹波幅值；文献[15]针对三电平Buck变换器提出了一种基于数模转换器的飞跨电容电压控制技术，稳定了飞跨电容电压。然而，上述文献提出的线性解耦控制方法忽视了系统非线性项的影响，难以满足变换器对高性能的要求。为了克服上述缺陷，文献[16]提出了一种新型解耦控制方案，该方案综合了精确反馈线性化(exact feedback linearization，EFL)技术和状态反馈控制的优点，使系统具有良好的稳定效果。然而，控制器会在系统闭环传递函数中新增零点，如文献[16]设计的控制器。新增闭环零点会改变系统的动态响应，导致输出电压因惯性而出现超调、相位裕度减小、稳定性降低，严重影响闭环系统的动态性能。

为此，本文对三电平Buck变换器提出一种基于前置滤波器的精确反馈解耦控制策略：基于逆系统理论实现系统的精确反馈线性化和解耦，进而设计控制器和前置滤波器，最后对理论分析进行仿真分析和实验验证。

1 数学模型

三电平Buck变换器的电路拓扑如图1所示。图1中，Q_1、Q_2表示功率开关管，D_1、D_2表示二极管，C_1、R、C、L、i_L和i_o分别表示飞跨电容、负载电阻、滤波电容、滤波电感、电感电流和输出电流，U_{in}、u_{C1}和u_o分别表示输入电压、飞跨电容电压和输出电压，d_1、d_2分别为功率开关管Q_1、Q_2的占空比。当系统稳定时，Q_1和Q_2占空比相等且导通相位相差180°，u_{C1}为U_{in}的一半[17]。

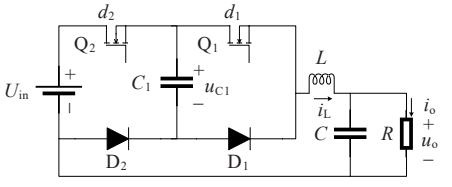
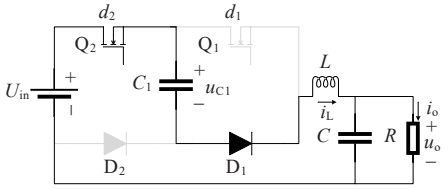


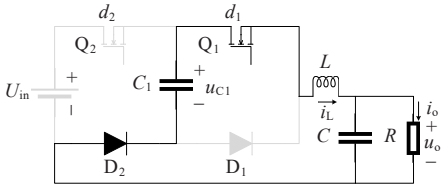
图1 三电平Buck变换器的电路拓扑

Figure 1 Circuit topology of three-level Buck converter

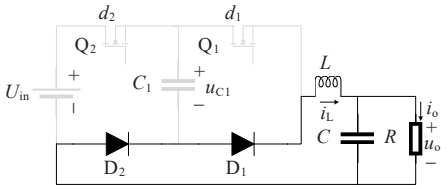
分析三电平Buck变换器的工作原理时，本文仅讨论$d_1<0.5$且$d_2<0.5$的情形。假设变换器电路元器件均为理想器件，且变换器工作于电感电流连续模式。当$d_1<0.5$且$d_2<0.5$时，三电平Buck变换器不存在Q_1和Q_2同时导通的情况，即仅存在3种工作模态，如图2所示。



(a) 工作模态1：Q_2和D_1导通，Q_1和D_2断开



(b) 工作模态2：Q_1和D_2导通，Q_2和D_1断开



(c) 工作模态3：D_1和D_2导通，Q_1和Q_2断开

图2 三电平Buck变换器的工作模态

Figure 2 Operating mode of three-level Buck converter

1) 工作模态1：在$[0,d_2T_s]$期间，Q_2和D_1导通，Q_1和D_2断开，其中T_s为开关周期，变换器工作电路如图2(a)所示，则其状态方程可表示为

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=i_L d_2 \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}=i_L-\dfrac{u_o}{R} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-u_o+(U_{in}-u_{C1})d_2 \end{cases} \tag{1}$$

2) 工作模态2：在$[0.5T_s,(0.5+d_1)T_s]$期间，Q_1和D_2导通，Q_2和D_1断开，变换器工作电路如图2(b)所示，则其状态方程可表示为

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=-i_L d_1 \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}=i_L-\dfrac{u_o}{R} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-u_o+u_{C1}d_1 \end{cases} \tag{2}$$

3）工作模态 3：在[d_2T_s，0.5T_s]与[(0.5+d_1)T_s，T_s]期间，D_1和D_2导通，Q_1和Q_2断开，变换器工作电路如图 2(c)所示，则其状态方程可表示为

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=0 \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}=i_L-\dfrac{u_o}{R} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-u_o \end{cases} \tag{3}$$

取状态变量$\boldsymbol{x}=(u_{C1},u_o,i_L)$，控制变量$\boldsymbol{d}=(d_1,d_2)$，输出变量$\boldsymbol{y}=(y_1,y_o)=(u_{C1},u_o)$，则基于状态空间平均法，联立式(1)～(3)，三电平 Buck 变换器的平均数学模型可建立为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{i_L}{C_1}(d_2-d_1) \\ \dfrac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}=\dfrac{i_L}{C}-\dfrac{u_o}{RC} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{u_o}{L}+\left(\dfrac{U_{in}}{L}-\dfrac{u_{C1}}{L}\right)d_2+\dfrac{u_{C1}}{L}d_1 \end{cases} \tag{4}$$

由式(4)可知，三电平 Buck 变换器的系统维数n为 3，因存在输入变量与状态变量的乘积，可视为一个输入为$\boldsymbol{d}$，输出为$\boldsymbol{y}$的双输入双输出非线性强耦合系统。

2　逆系统解耦

为确保飞跨电容电压和输出电压平衡于各自的参考值，结合式(4)，根据系统的输出函数$\boldsymbol{y}$，对y_1和y_o分别求一阶导和二阶导：

$$\begin{cases} \dot{y}_1=\dfrac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{i_L}{C_1}(d_2-d_1) \\ \ddot{y}_o=\dfrac{1}{CL}[-y_o+(U_{in}-y_1)d_2+ \\ y_1d_1]-\dfrac{1}{RC}\left(\dfrac{i_L}{C}-\dfrac{y_o}{RC}\right) \end{cases} \tag{5}$$

定义$\boldsymbol{Y}=\begin{bmatrix} y_1^{(1)} & y_o^{(2)} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_o \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$，计算雅可比矩阵$\partial\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}/\partial\boldsymbol{d}^{\mathrm{T}}$：

$$\frac{\partial\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}}{\partial\boldsymbol{d}^{\mathrm{T}}}=\begin{bmatrix} -\dfrac{i_L}{C_1} & \dfrac{i_L}{C_1} \\ \dfrac{u_{Cl}}{CL} & \dfrac{U_{in}-u_{Cl}}{CL} \end{bmatrix} \tag{6}$$

由式(6)可知，所求雅可比矩阵满秩，则原系统的相对阶$\boldsymbol{\alpha}=(\alpha_1,\alpha_2)=(1,2)$，其和为$\alpha_1+\alpha_2=3$，与原系统的维数$n$相等。基于逆系统理论[18]可知，原系统是可逆的。

设$\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix} y_1^{(1)} & y_o^{(2)} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$为逆系统的输入，根据式(5)可得逆系统的表达式为

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}=\frac{y_o}{U_{in}}\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}+\frac{i_LLR-Ly_o}{R^2CU_{in}}\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}+ \frac{1}{i_LU_{in}}\begin{bmatrix} C_1(y_1-U_{in}) & LCi_L \\ C_1y_1 & LCi_L \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{7}$$

将式(4)接在式(7)之后，可得伪线性子系统为

$$\begin{cases} y_1/u_1=1/s \\ y_o/u_2=1/s^2 \end{cases} \tag{8}$$

式中，s为拉普拉斯算子。经过逆系统处理，飞跨电容电压被线性化解耦为一个一阶伪线性子系统，输出电压被线性化解耦为一个二阶伪线性子系统。

3　控制器的设计

为提高系统的稳定性和鲁棒性，本文针对已解耦的伪线性子系统设计控制器。

3.1　一阶伪线性子系统的 PI 控制器设计

对一阶伪线性子系统设计 PI 控制器，其表达式为

$$u_1=(k_{11}+k_{12}s^{-1})(U_{C1ref}-u_{C1}) \tag{9}$$

式中，U_{C1ref}为飞跨电容电压的期望值；k_{11}、k_{12}为 PI 控制器的控制系数。

一阶伪线性子系统的简化闭环控制框图如图 3 所示。由图 3 可得一阶伪线性子系统的闭环传递函数为

$$\Phi_1(s)=\frac{u_{C1}}{U_{C1ref}}=\frac{k_{11}s+k_{12}}{s^2+k_{11}s+k_{12}} \tag{10}$$

由式(10)可知，PI 控制可确保一阶闭环系统传递函数的分母不缺项[19]，从而确保了系统的稳定性。

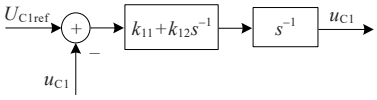


图 3　一阶伪线性子系统的简化闭环控制框图

Figure 3　Simplified closed-loop control of first-order pseudolinear subsystem

3.2　二阶伪线性子系统的最优控制器设计

本文对二阶伪线性子系统采用最优控制方法，根据线性二次型调节器(linear-quadratic regulator，LQR)理论[20-21]，可取状态向量为$\boldsymbol{z}=(z_1,z_2)$，其中：

$$\begin{cases} z_1=u_o-U_{oref} \\ z_2=\dot{z}_1 \end{cases} \tag{11}$$

式中，U_{oref}为输出电压的期望值，对状态变量z求一阶导可得：

$$\begin{cases}\dot{z}_1=z_2\\ \dot{z}_2=\varphi\end{cases} \tag{12}$$

式中，φ为重定义的逆系统输入$y_o^{(2)}$。

化简得：

$$\dot{z}=\begin{pmatrix}0&1\\0&0\end{pmatrix}z+\begin{pmatrix}0\\1\end{pmatrix}\varphi=Az+B\varphi \tag{13}$$

可得$A=\begin{pmatrix}0&1\\0&0\end{pmatrix}$，$B=\begin{pmatrix}0\\1\end{pmatrix}$，则

$$\text{rank}[\,B\ \ AB\,]=\text{rank}\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}=2 \tag{14}$$

显然，$\{A,B\}$是完全能控的，故最优控制φ^*存在且唯一。此时

$$\varphi^*=-\boldsymbol{Q}_2^{-1}BPz \tag{15}$$

假设$\boldsymbol{Q}_1=\begin{pmatrix}q_1&0\\0&0\end{pmatrix}$，$\boldsymbol{Q}_2=(q_2)$。根据LQR理论须满足黎卡提方程：

$$\begin{pmatrix}0&0\\1&0\end{pmatrix}P+P\begin{pmatrix}0&1\\0&0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}q_1&0\\0&0\end{pmatrix}-P\begin{pmatrix}0\\1\end{pmatrix}\left(\frac{1}{q_2}\right)(0\ 1)P=0 \tag{16}$$

$$P=\begin{pmatrix}p_{11}&p_{12}\\p_{21}&p_{22}\end{pmatrix} \tag{17}$$

式中，P为2×2维对称正定常数矩阵，所以令$p_{12}=p_{21}$，求得P为

$$P=\begin{pmatrix}\sqrt{2}\,q_1^{3/4}q_2^{1/4}&q_1^{1/2}q_2^{1/2}\\q_1^{1/2}q_2^{1/2}&\sqrt{2}\,q_1^{1/4}q_2^{3/4}\end{pmatrix} \tag{18}$$

将式(18)代入式(15)可得：

$$\varphi^*=-\boldsymbol{Q}_2^{-1}BPz=-q_1^{1/2}q_2^{-1/2}z_1-\sqrt{2}\,q_1^{1/4}q_2^{-1/4}z_2 \tag{19}$$

令$k_{21}=q_1^{1/2}q_2^{-1/2}$，$k_{22}=\sqrt{2}\,q_1^{1/4}q_2^{-1/4}$，则式(19)可改写为

$$\varphi^*=-\frac{1}{2}k_{21}z_1-k_{22}z_2 \tag{20}$$

根据式(4)和式(11)可得：

$$\begin{cases}z_1=u_o-U_{oref}\\ z_2=\dot{z}_1=\dfrac{1}{C}i_L-\dfrac{1}{CR}u_o\end{cases} \tag{21}$$

将式(21)代入式(20)可得最优控制为

$$\varphi^*=-k_{21}(u_o-U_{oref})-k_{22}\left(\frac{1}{C}i_L-\frac{1}{CR}u_o\right) \tag{22}$$

二阶伪线性子系统的简化闭环控制框图如图4所示，由图4可得二阶伪线性子系统的闭环传递函数为

$$\Phi_2(s)=\frac{u_o}{U_{oref}}=\frac{1}{s^2+k_{22}s+k_{21}} \tag{23}$$

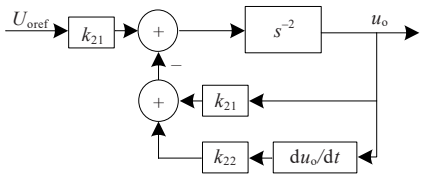


图4 二阶伪线性子系统的简化闭环控制框图

Figure 4 Simplified closed-loop control of second-order pseudolinear subsystem

由式(23)可知，采用最优控制策略可确保二阶闭环系统的传递函数分母项完备，涵盖系统所有必要的动态响应特性，满足系统既定稳定性和性能要求。

3.3 前置滤波器设计

由式(10)可知，一阶伪线性闭环系统可简化为一个具有零点的二阶系统。然而，零点会增加系统的振荡，导致响应时间变长。

为消除新增闭环零点的不利影响[22-24]，可在一阶伪线性子系统的输入端串联一个前置滤波器$G_p(s)$。为避免滤波器对控制系统产生影响，并同时保持系统原有的增益不变，$G_p(s)$可取为

$$G_p(s)=\frac{k_{12}}{k_{11}s+k_{12}} \tag{24}$$

综上，可设计如图5所示的三电平Buck变换器控制框图。

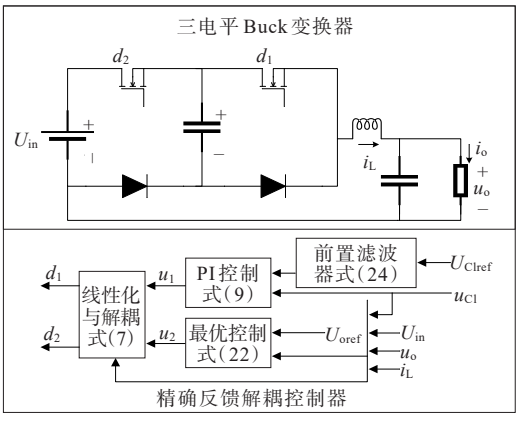


图5 三电平Buck变换器的控制框图

Figure 5 Control of three-level Buck converter

本文结合二阶系统闭环传递函数标准形式，并根据式(10)、(23)、(24)，最终得出2个伪线性子系统的闭环传递函数分别为

$$\begin{cases}\Phi_1(s)=\dfrac{k_{12}}{s^2+k_{11}s+k_{12}}=\dfrac{\omega_{n1}^2}{s^2+2\xi_1\omega_{n1}s+\omega_{n1}^2}\\ \Phi_2(s)=\dfrac{k_{21}}{s^2+k_{22}s+k_{21}}=\dfrac{\omega_{n2}^2}{s^2+2\xi_2\omega_{n2}s+\omega_{n2}^2}\end{cases}\tag{25}$$

式中，ξ_1、ω_{n1} 分别为一阶伪线性子系统的阻尼系数和无阻尼自然振荡频率；ξ_2、ω_{n2} 分别为二阶伪线性子系统的阻尼系数和无阻尼自然振荡频率。

闭环特征方程分别为

$$\begin{cases}D_1(s)=s^2+k_{11}s+k_{12}=0\\ D_2(s)=s^2+k_{22}s+k_{21}=0\end{cases}\tag{26}$$

式中，$D_1(s)$为一阶伪线性子系统的闭环特征方程；$D_2(s)$为二阶伪线性子系统的闭环特征方程。

由式(25)可得：

$$\begin{cases}k_{11}=2\xi_1\omega_{n1}\\ k_{12}=\omega_{n1}^2\\ k_{21}=\omega_{n2}^2\\ k_{22}=2\xi_2\omega_{n2}\end{cases}\tag{27}$$

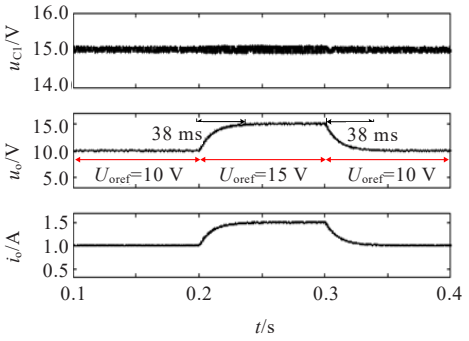
根据劳斯稳定判据可知，要使系统稳定，则要求劳斯表中第一列各元素为正[25-26]，由此可求得反馈系数 k_{11}、k_{12}、k_{21}、k_{22}均大于 0。

4　结果与分析

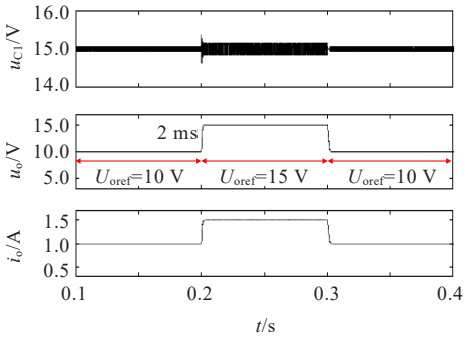
4.1　对比仿真分析

为了验证所提控制策略的有效性，本文在 MATLAB/Simulink 平台上进行仿真实验，并与线性解耦 PI(linear decoupling PI，LDPI)控制策略[11]进行对比分析，LDPI 控制的 PI 控制参数均为 k_p=0.15，k_i=15。在仿真中，LDPI 控制策略的参数与所提控制方法的参数一致。LDPI 控制与所提控制系统参数设计一致。为保证仿真精度和效率，选择四五阶龙格-库塔法变步长算法；为自适应系统动态变化和简化操作，最大步长和最小步长设置为自动[27]。变换器参数为 U_{in}=30 V，U_{oref}=10 V，C_1=100 μF，C=220 μF，L=500 μH，R=10 Ω，开关频率 f_s=50 kHz。为使变换器系统获得良好的控制效果，取二阶系统最佳阻尼系数 $\xi_1=\xi_2$=0.707，$\omega_{n1}=\omega_{n2}=3.03\times10^3$，则控制参数为 $k_{11}=4.284\times10^3$，$k_{12}=9.18\times10^6$，$k_{21}=9.18\times10^6$，$k_{22}=4.284\times10^3$。

图 6 展示了 U_{oref}在 0.2 s 由 10 V 跳变至 15 V 和在 0.3 s 由 15 V 跳变至 10 V 时的仿真波形。由图 6 可知，本文所提控制策略与 LDPI 控制策略均可将 u_{C1}平衡于参考值 15 V，即 U_{in}的一半，u_o稳定在期望值 10 V。当 U_{oref}跳变时，LDPI 控制下的 u_o需经过 38 ms 才能稳定于 U_{oref}，而在本文所提控制策略下，u_o能在 2 ms 内快速稳定于 U_{oref}。因此，本文所提控制策略具有更快的响应速度和更好的稳定效果，实现了飞跨电容电压与输出电压的解耦。



(a) LDPI 控制



(b) 精确反馈解耦控制

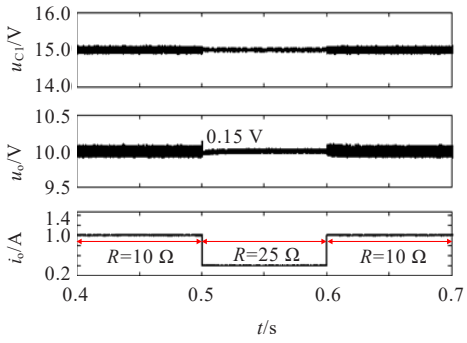
图 6　U_{oref}跳变时的仿真波形

Figure 6　Simulated waveform during U_{oref} jumps

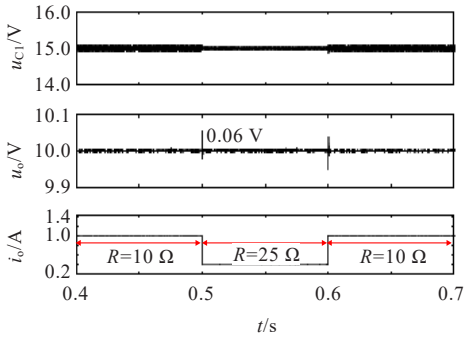
图 7 展示了 R 在 0.5 s 时由 10 Ω 跳变至 25 Ω 和 0.6 s 时由 25 Ω 跳变至 10 Ω 的仿真波形。由图 7 可知，本文所提控制策略与 LDPI 控制策略均能将 u_{C1}和 u_o稳定于各自的期望值，但本文所提控制策略具有更好的稳定性能。当 R 在 0.5 s 由 10 Ω 跳变至 25 Ω 时，在 LDPI 控制下，u_o存在 0.15 V 的电压波动，而 u_{C1}受负载变化的干扰明显。然而，在本文所提控制策略下，u_o仅有 0.06 V 的电压波动，验证了所提控制策略具有更好的抗干扰性能和更强的鲁棒性。

图 8 展示了 U_{in}分别在 0.8 s 由 30 V 跳变至 20 V 和 0.9 s 由 20 V 跳变至 25 V 时的仿真波形。由图 8 可知，LDPI 控制策略和精确反馈控制策略均能实现对 u_{C1}和 u_o的精确跟踪，使其分别稳定于预设的参考值。由 u_o的波动可以看出，所提控制策略具有更强的稳定性。当 U_{in}在 0.8 s 由 30 V 跳变至 20 V 时，在 LDPI 控制下，u_o存在 0.68 V 的电压波动，而本文所提控制策略下的电压波动几乎可以忽略不计，能更好地抑制 U_{in}变化所带来的影响，进一步验证了飞

跨电容电压和输出电压的解耦。



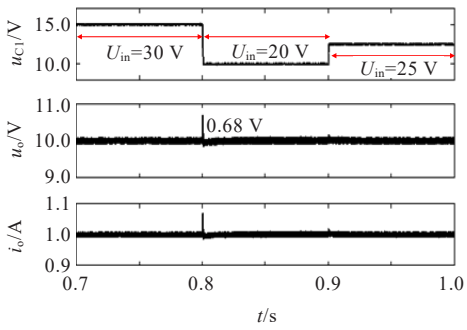
(a)LDPI控制



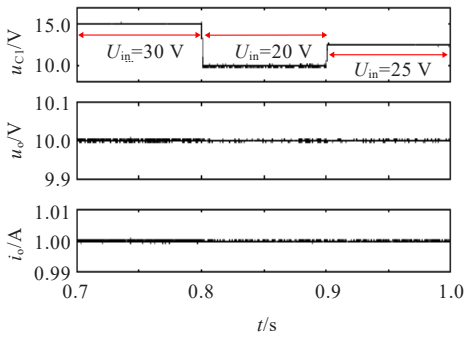
(b)精确反馈解耦控制

图7 R跳变时的仿真波形

Figure 7 Simulated waveform during R jumps



(a)LDPI控制



(b)精确反馈解耦控制

图8 U_{in}跳变时的仿真波形

Figure 8 Simulated waveform during U_{in} jumps

4.2 实验对比分析

为了进一步验证所提控制策略的有效性,本文搭建了如图9所示的实验样机,并与LDPI控制策略进行比较。2种控制算法均在DSP2812电路开发板上实现。开关管和驱动芯片分别选用IRF840和TLP250。采样板中使用的电流传感器和电压传感器分别是CHB-25NP和CHV-25P。实验参数与仿真参数一致。

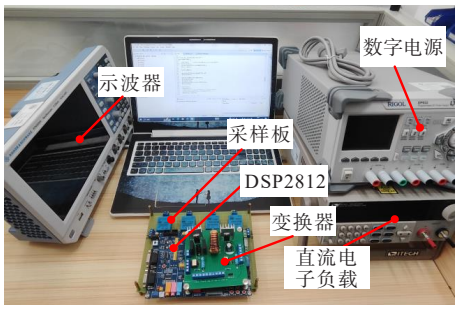


图9 实验样机

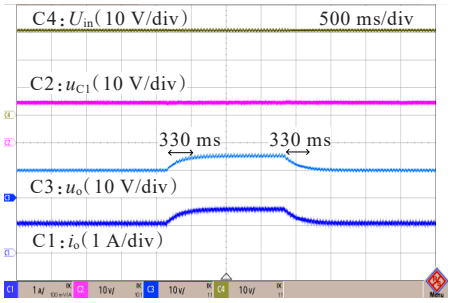
Figure 9 Experimental prototype

图10展示了U_{oref}跳变时的实验波形,其跳变过程与图6一致。由图10可知,本文所提控制策略与LDPI控制策略均能将u_{C1}平衡于U_{in}的一半,u_o稳定在参考值10 V。当U_{oref}发生变化时,在LDPI控制策略下,u_o平衡于新参考值所需要的调节时间为330 ms,远远高于本文所提控制策略的87 ms,验证了该策略具有更快的响应速度。同时,U_{oref}的变化几乎对u_o无影响,验证了飞跨电容电压与输出电压的解耦。

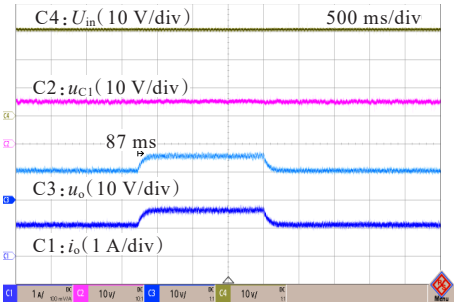
图11展示了R跳变时的实验波形,其跳变过程与图7一致。由图11可知,本文所提控制策略与LDPI控制策略均能将u_{C1}和u_o稳定于各自的期望值。当R由10 Ω跳变至25 Ω时,LDPI控制策略下u_o的电压波动量为2.3 V,须经过190 ms的调节时间稳定于10 V,u_o受R变化影响较大。而在本文所提控制策略下,u_{C1}和u_o受负载电阻变化的影响很小,表现出更强的抗干扰性能和更强的鲁棒性。

图12展示了U_{in}跳变时的实验波形,其跳变过程与图9一致。由图12可知,LDPI控制策略和精确反馈控制策略均能实现对u_{C1}和u_o的精确跟踪,使其分别稳定于预设的参考值,能使u_{C1}和u_o分别平衡于各自的参考值。当U_{in}变化时,在LDPI控制策略下u_{C1}和u_o均存在较大的电压波动。当U_{in}由30 V跳变至20 V时,u_o的电压波动量为2.7 V,须经过

220 ms 的调节时间才能稳定于 10 V。而在本文所提控制策略下，u_{C1}能快速跟随 U_{in}的跳变，稳定于 U_{in}的一半，电压波动量仅为 0.24 V，验证了精确反馈控制策略能迅速调整输出，对变化作出即时响应，实现了 u_{C1}和 u_o的解耦。



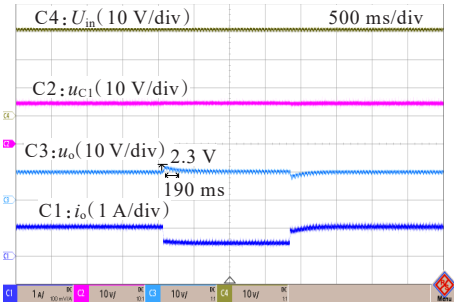
（a）LDPI 控制



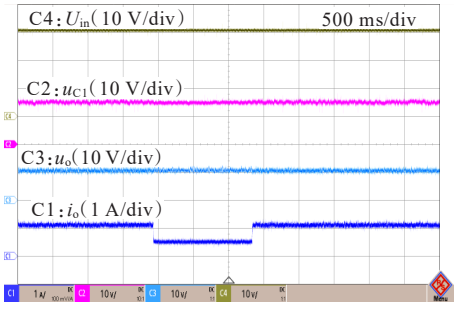
（b）精确反馈解耦控制

图 10　U_{oref}跳变时的实验波形

Figure 10　Experimental waveforms during U_{oref} jumps



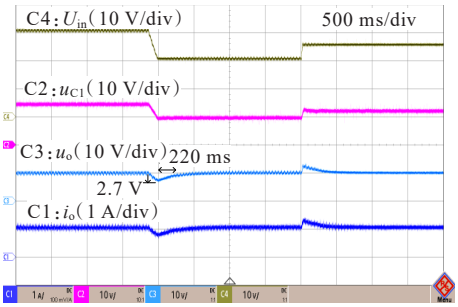
（a）LDPI 控制



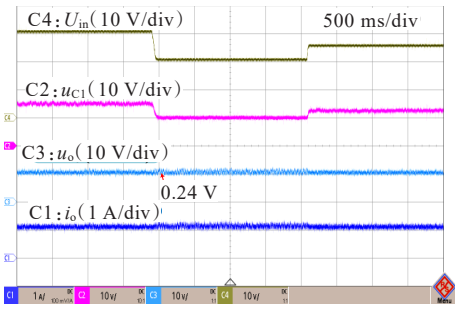
（b）精确反馈解耦控制

图 11　R跳变时的实验波形

Figure 11　Experimental waveforms during R jumps



（a）LDPI 控制



（b）精确反馈解耦控制

图 12　U_{in}跳变时的实验波形

Figure 12　Experimental waveforms during U_{in} jumps

5　结语

本文对三电平 Buck 变换器提出了一种基于前置滤波器的精确反馈解耦控制策略，平衡了飞跨电容电压，解决了飞跨电容电压与输出电压的耦合问题。本文所设计的控制器结合了前馈滤波器、PI 控制器和最优控制器的优点，有效提升了系统的稳定性和抗干扰性能。与 LDPI 控制策略进行仿真比较和实验对比的结果表明，所提精确反馈解耦控制具有更短的响应时间和更好的稳定性能，对抑制负载电阻、输入电压和参考电压扰动表现出更强的鲁棒性。

参考文献：

[1]　苏适，栾思平，罗恩博，等．一种基于级联 Buck-Boost 变换器的多储能并联系统及其控制策略设计[J]. 电力科学与技术学报，2022，37(3)：70-76.
SU Shi，LUAN Siping，LUO Enbo，et al. A multi-storage parallel system based on cascaded Buck-Boost converter and its control strategy design[J]. Journal of Electric Power Science and Technology，2022，37(3)：70-76.

[2]　龚仁喜，彭维玉，王保平，等．带感性负载的 Buck-Boost 变换器的非线性行为分析及优化控制[J]. 电测与仪表，2024，61(4)：184-191.
GONG Renxi，PENG Weiyu，WANG Baoping，et al. Nonlinear behaviour analysis and optimal control of

Buck-Boost converter with inductive load[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(4): 184-191.

[3] 李飞, 刘战, 赵强, 等. 基于模型预测的简化定频PWM三电平整流器控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(2): 116-123.
LI Fei, LIU Zhan, ZHAO Qiang, et al. Research on control strategy of simplified fixed frequency PWM three-level rectifier based on model prediction[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(2): 116-123.

[4] KUMAR D, PADHY B P. Probabilistic approach to investigate the impact of distributed generation on voltage deviation in distribution system[J]. Electrical Engineering, 2023, 105(5): 2621-2636.

[5] CHENG L B, JIANG J H, XU J N, et al. Output stability control method for electric vehicle DWPT systems based on interleaved there-level buck converters[J]. Journal of Power Electronics, 2023, 23(11): 1665-1677.

[6] 刘冰. 三电平Buck变换器的设计与仿真[J]. 机电信息, 2020(15): 100-103.
LIU Bing. Design and simulation of three-level buck converter[J]. Mechanical and Electrical Information, 2020(15): 100-103.

[7] YODWONG B, SIKKABUT S, GUILBERT D, et al. Open-circuit switch fault diagnosis and accommodation of a three-level interleaved buck converter for electrolyzer applications[J]. Electronics, 2023, 12(6): 1349.

[8] WU J R, LU Y M. Decoupling and optimal control of multilevel buck DC-DC converters with inverse system theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7861-7870.

[9] 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.
HAN Kun, MA Xiaohui, LI Wei. Research on double closed loop control of flying capacitor three-level Buck converter[J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2025,22(2):829-840..

[10] 孔祥平, 宾子君, 张雅倩, 等. 基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器[J]. 电力工程技术, 2023, 42(5): 214-223.
KONG Xiangping, BIN Zijun, ZHANG Yaqian, et al. A hybrid modular multi-level converter based on capacitor voltage ripple compensation[J].Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 214-223.

[11] JI B J, LOU Q Y, HONG F, et al. A cascaded three-level buck-LLC DC/DC converter with high power density for high-frequency applications[J]. IET Power Electronics, 2023, 16(14): 2435-2444.

[12] DODDA S R, SANDEPUDI S R. Control of three-level bidirectional buck-boost converter for battery energy storage system in bi-polar DC microgrid[J]. Energy Storage, 2024, 6(1): e582.

[13] NARASIMHA S, SALKUTI S R. Design and operation of closed-loop triple-deck buck-boost converter with high gain soft switching[J]. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 2020, 11(1): 523.

[14] 张元媛, 阮新波. 多电平直流变换器中飞跨电容电压的一种控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 34-38.
ZHANG Yuanyuan, RUAN Xinbo. A novel control strategy for the flying capacitor voltage of the multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 34-38.

[15] 黄勤, 罗成渝, 凌睿. Buck三电平变换器的PWM滑模控制[J]. 计算机工程与应用, 2015, 51(11): 256-260.
HUANG Qin, LUO Chengyu, LING Rui. PWM based sliding mode control in three-level Buck converter[J]. Computer Engineering and Applications, 2015, 51(11): 256-260.

[16] ZHENG W M, ZENG W L, CHI-WA U, et al. Analysis, design and control of an integrated three-level buck converter under DCM operation[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2020, 29(1): 2050011.

[17] SO J W, YANG H R, PARK S M, et al. Three-level buck converter utilizing a DAC-based flying capacitor voltage control technique[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2021, 107(2): 273-280.

[18] 吴家荣, 王擎宇, 韦峻峰, 等. 三电平Buck变换器的新型解耦控制方案[J]. 信息与控制, 2023, 52(3): 352-359.
WU Jiarong, WANG Qingyu, WEI Junfeng, et al. Novel decoupling control scheme for three-level buck converter [J]. Information and Control, 2023, 52(3): 352-359.

[19] 吴家荣, 卢振坤, 文春明. 带恒功率负载多电平Buck变换器逆解耦自适应滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 120-130.
WU Jiarong, LU Zhenkun, WEN Chunming. Inverse decoupling adaptive sliding mode control for multilevel Buck converters with constant power load[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 120-130.

[20] 李春文,冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991: 20-31.
LI Chunwen, FENG Yuankun. Inverse system method for multivariable nonlinear control[M].Beijing: Tsinghua University Press, 1991: 20-31.

[21] 王晓东, 倪喜军, 王宪萍, 等. 基于广义积分器二自由度PID控制的LCL逆变器[J]. 电子器件, 2024, 47(1): 164-169.
WANG Xiaodong, NI Xijun, WANG Xianping, et al. Generalized integrator based two degrees of freedom

PID control for LCL filter-based grid connected inverter [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2024, 47(1): 164-169.

[22] 赵寿华, 毛永乐, 许翠翠, 等. 基于自适应观测器和线性二次型调节器的高性能伺服系统谐振抑制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 108-117.
ZHAO Shouhua, MAO Yongle, XU Cuicui, et al. Torsional vibration suppression based on adaptive observer and linear quadratic regulator in high performance servo drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 108-117.

[23] 肖安南,张蔚翔,张超,等. 含光伏发电与储能的配电网基于源–网–荷互动模式下电压安全最优控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(2): 120-127.
XIAO Annan, ZHANG Weixiang, ZHANG Chao, et al. Voltage security optimal control strategy of distribution network with PVs and ESs under "Source-Grid-Load" interaction[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(2): 120-127.

[24] 曾聪, 李杨. 用前置滤波改进航空发动机的 PI 控制[J]. 自动化应用, 2022(4): 1-4.
ZENG Cong, LI Yang. Improvement of PI control of aero-engine with pre-filtering[J]. Automation Application, 2022(4): 1-4.

[25] WANG Y J, ZHAO C, MEI D, et al. Structural design and position tracking of the reconfigurable SCARA robot by the pre-filter AFE PID controller[J]. Applied Sciences, 2022, 12(3): 1626.

[26] SHIROI S, MASUDA S. Pre-filter design for iterative controller parameter tuning using data-driven minimum variance regulatory controllers[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2021, 16(10): 1429-1434.

[27] 张建功, 周雪松, 马幼捷, 等. 基于 Buck 变换器的模糊自抗扰 Hopf 分岔扰动抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(15): 12-21.
ZHANG Jiangong, ZHOU Xuesong, MA Youjie, et al. Fuzzy ADRC Hopf bifurcation disturbance suppression strategy based on a Buck converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(15): 12-21.

[28] 洪俊杰, 何衍东, 黄健钊, 等. 采用改进复矢量的 PMSM 电流解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 106-115.
HONG Junjie, HE Yandong, HUANG Jianzhao, et al. Current decoupling control of PMSM based on improved complex vector[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 106-115.

[29] 胡智敏, 胡海涛, 李朝阳, 等. 基于自适应步长的电力系统谐波谐振快速分析方法[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(16): 165-173.
HU Zhimin, HU Haitao, LI Zhaoyanget al. Fast analysis method of power system harmonic resonance based on adaptive step size[J]. China Industrial Economics, 2024, 48(16): 165-173.