DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.76 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

一种新型车载充电 DC-DC 变换器的变论域模糊 PI 预测控制

尚俊杰[1](中国电源学会学生会员)，曹太强[1]，林 轩[1]，代 锦[2]，郑 敏[1]
(1.西华大学电气与电子信息学院，成都 610039；2.绵阳富临精工股份有限公司，绵阳 621000)

摘要：针对传统车载充电 DC-DC 变换器软开关范围窄、动态响应差及整流二极管存在电压尖峰等问题，设计了 1 种新型宽范围软开关全桥变换器，并采用 1 种变论域模糊 PI 与模型预测相结合的双闭环控制策略。首先，分析新型全桥变换器的工作模态，建立简化后的变换器状态空间平均模型。然后，在电流环采用模型预测控制，并进行补偿改进，得到 k+2 时刻电感电流的预测表达式，进而改善实际系统的大时滞问题。其次，将电压环改用模糊论域自适应的变论域模糊 PI 控制，优化系统适应性、提高控制精度。仿真结果表明，新型变换器的软开关范围扩大至 30%负载，并消除了整流二极管电压尖峰。所提控制策略在负载突变情况下，输出电压调节时间分别减少 17.8%、25.6%和 12.9%、9.1%。最后通过实验验证了所提拓扑和控制策略的有效性。

关键词：DC-DC 变换器；宽范围软开关；变论域模糊 PI；模型预测控制

Variable Universe Fuzzy PI Predictive Control for Novel On-board Charging DC-DC Converters

SHANG Junjie[1], *Student Member*, *CPSS*, CAO Taiqiang[1], LIN Xuan[1], DAI Jin[2], ZHENG Min[1]
(1. School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China; 2. Mianyang Fulin Precision Co., Ltd., Mianyang 621000, China)

Abstract: Aimed at the problems in traditional on-board charging DC-DC converters such as a narrow soft switching range, poor dynamic response and rectifier diode voltage spike, a novel wide-range soft switching full-bridge converter is designed, and a double-closed-loop control strategy combining variable universe fuzzy PI with model prediction is adopted. First, the working mode of the novel full-bridge converter is analyzed, and its simplified state space average model is established. Second, model predictive control is used in the current loop, and compensation improvements are made to obtain the predictive expression of inductance current at the time point of k+2, thereby improving the large time delay of an actual system. Third, the control of voltage loop is changed to the transform domain fuzzy PI control with fuzzy universe self-adaptation, so as to optimize the system adaptability and improve the control precision. Simulation results show that the soft switching range of the novel converter is extended to 30% of load, and the rectifier diode voltage spike is also eliminated. Under sudden changes in load, the proposed control strategy reduces the output voltage regulation time by 17.8% and 25.6%, as well as 12.9% and 9.1%, respectively. Finally, the effectiveness of the proposed topology and control strategy was verified by experimental results.

Keywords: DC-DC converter; wide soft switching range; variable universe fuzzy PI; model predictive control

收稿日期：2022-10-25；**修回日期**：2023-03-23；**录用日期**：2023-05-08；**网络首发日期**：2023-06-20
基金项目：四川省科技计划资助项目(2023YFG0338)；四川省重大科技专项揭榜挂帅资助项目(2025ZDZX0031)；四川省中央引导地方科技发展专项资助项目(2024ZYD0250)；成都市重点研发支撑计划技术创新研发资助项目(2024-YF08-00016-GX, 2024-YF08-00037-GX)
This work is supported by Science and Technology Planning Project of Sichuan Province under the grant 2023YFG0338; Leading Projects of Major Science and Technology Projects in Sichuan Province under the grant 2025ZDZX0031; Special Project of Sichuan Provincial Central Government Guiding Local Scientific and Technological Development under the grant 2024ZYD0250; Chengdu Key R&D Support Plan Technology Innovation R&D Project under the grants 2024-YF08-00016-GX and 2024-YF08-00037-GX

近年来，随着环境污染和传统能源危机等问题的日益加剧，电动汽车凭借绿色、高效、无污染等优势，在国内得到大力的推广与发展[1-2]。车载充电 DC-DC 变换器作为电动汽车充电系统中重要的能量转换部分，直接影响其充电环节的传输功率。移相全桥 DC-DC 变换器因能实现软开关运行，具有高可靠性、高功率密度等优点，从而在车载充电机中得到广泛应用[3-4]。在传统移相全桥 DC-DC 变换器拓扑结构中，系统存在轻载时难以实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)、占空比丢失、整流二极管电压振荡等缺点，进而导致系统开关损耗的增加和充电效率的降低[5-7]。因此，现有文献提出了一些拓扑结构的改进。

文献[8]提出 1 种带单电感并联式辅助支路的移相全桥，在拓宽 ZVS 范围的同时兼顾降低占空比丢失，但辅助支路的环流较大，导致很高的环流损耗；文献[9]在单电感辅助支路上添加耦合电感，利用耦合作用程度的不同，使得辅助支路电流能在不同工况下进行自适应调整，从而减少环流损耗；文献[10]采用无源辅助网络与无损缓冲电路方法克服二次侧电压尖峰和占空比丢失现象，但增加了主电路拓扑的复杂性；文献[11]基于移相全桥与半桥 LLC 混合变换器，并在二次侧加入辅助网络，有效解决传统移相全桥电路的缺陷，但双输出结构下所使用的元件数目也是双倍的。

充电系统的高度非线性使得传统控制方法不再满足要求。因此，滑模控制、无差拍控制、模糊控制、预测电流控制等智能控制策略被引入车载充电 DC-DC 变换器中。文献[12]提出 1 种 PWM 全阶鲁棒滑模控制策略，给出了可用于系统的等效 PWM 信号函数并加入鲁棒切换项，来改善系统的鲁棒性和调节性能；文献[13]通过在延迟周期进行占空比预测，使电感峰值电流实现对参考值的无差拍跟踪，提高了电流动态响应速度；文献[14]基于双有源全桥 DC-DC 变换器，对电流环采用预测电流控制，提高变换器的稳定性，但该方法在非重载条件下仍存在回流功率大的问题；文献[15]提出了 1 种基于模糊推理理论的新型 PID 控制器，系统的稳定性和自适应能力得到了改善，但当被控量变化较大或者较小时，难以完全利用模糊规则库，致使系统控制精度变差。

针对上述问题，本文设计了 1 种新型宽范围软开关全桥 DC-DC 变换器，并针对该拓扑提出基于双闭环策略的变论域模糊 PI 预测控制 VUFPPC (variable universe fuzzy PI predictive control)。通过对变换器建立状态平均模型，在电流内环采用模型预测控制来预测电感电流表达式，进而得到最优占空比，并在电压外环引入变论域模糊 PI 控制。最后，将文献[16]提出的模糊 PI 控制及文献[17]提出的模糊无差拍控制与本文所提 VUFPPC 进行仿真对比，通过仿真和实验验证了本文所提拓扑结构的可行性以及控制策略的优越性。

1　新型车载充电 DC-DC 变换器分析

1.1　拓扑结构分析

新型车载充电 DC-DC 变换器拓扑如图 1 所示，其变换器由带钳位二极管的移相全桥变换器和新型无源辅助支路组成。新型辅助支路由 1 个 LC 谐振电路(L_s 和 C_s 串联)和 1 个单电感电路(L_p)组成。钳位二极管 D_9、D_{10} 用来抑制整流二极管上因谐振电感和二次侧寄生电容发生谐振而产生的电压尖峰[18]，单电感电路的峰值电流为开关管 ZVS 导通提供条件，LC 谐振电路吸收辅助支路上多余的感性电流。图 1 中：V_{in}、V_o 分别为输入电压、输出电压；i_p、i_a 分别为变压器一次侧电流、辅助支路电流；C_1~C_4 为开关管 Q_1~Q_4 的寄生电容；

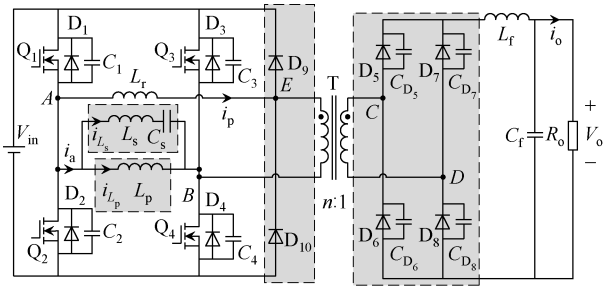


图 1　新型车载充电 DC-DC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of novel on-board charging DC-DC converter

$C_{D_5}\sim C_{D_8}$ 为整流二极管的寄生电容；L_r 为谐振电感；L_f 为滤波电感；L_s 为辅助支路中的谐振电感；L_p 为辅助支路中的单电感；C_s 为辅助支路中的谐振电容；C_f 为输出滤波电容；i_o 为输出电流；R_o 为负载电阻；n 为变压器变比，$n=N_1{:}N_2$。

1.2 工作模态分析

新型车载充电 DC-DC 变换器工作模态共分为 12 个，因后 6 个模态与前 6 个模态完全对称，本文仅对前 6 个模态进行分析。其中所有器件均为理想化器件，变换器工作在稳态，开关管上的寄生电容 C_1=C_2=C_3=C_4。

(1)模态 1[t_0, t_1]：t_0 时刻，开关管 Q_3 关断。在此时间段内，整流二极管续流，i_p 与 i_a 共同作用，为 C_3 充电，C_4 放电。直到 t_1 时刻，C_4 电压降至 0，C_3 电压相应地达到 V_{in}，D_4 自然导通，此时 Q_4 满足 ZVS 开通条件。

(2)模态 2[t_1, t_2]：t_1 时刻，Q_4 将 ZVS 开通。在此时刻，整流二极管继续导通续流，电压 V_{AB} 保持恒定且大小等于 V_{in}。之后 L_r 与 D_7 的寄生电容发生谐振，直到 t_2 时刻，变压器一次侧电压等于 V_{in}，D_9 导通。

(3)模态 3[t_2, t_3]：t_2 时刻，D_9 的导通会使 i_p 迅速下降至滤波电感电流折算到一次侧的等效电流，而谐振电感电流保持不变，两者电流差值流经 D_9、Q_1、L_r。在 t_3 时刻，i_p 反向增加到与谐振电感电流相等，D_9 自然截止。

(4)模态 4[t_3, t_4]：t_3 时刻，i_p 正向增大至能够为负载提供所需电流。在此阶段，二次侧电感电流持续增大，整流二极管 D_5 和 D_8 导通。

(5)模态 5[t_4, t_5]：t_4 时刻，开关管 Q_1 关断。在此时间段内，C_2 放电，C_1 由 i_p 和 i_a 共同充电。直到 t_5 时刻，C_2 电压降至 0，C_1 电压相应地达到 V_{in}，D_2 自然导通，此时 Q_2 满足 ZVS 开通条件。

(6)模态 6[t_5, t_6]：t_5 时刻，Q_2 将 ZVS 开通。在此时间段内，i_p 和 i_a 经过开关管 Q_2 和 Q_4 环流，因而，V_{AB} 电压被钳位至 0，C_1 上电压相应地被钳位在 V_{in}。此时变压器不再向后级传能，所有整流二极管均正向偏置，变压器二次侧电压被钳位至 0。

2 电流内环模型预测控制

2.1 电流内环预测模型

通过第 1.2 节对变换器前 6 个模态的分析可以看出，在变换器工作于电感电流连续模式和忽略死区时间对其工作过程影响的情况下，新型车载充电 DC-DC 变换器简化后的各个模态等效电路如图 2 所示。

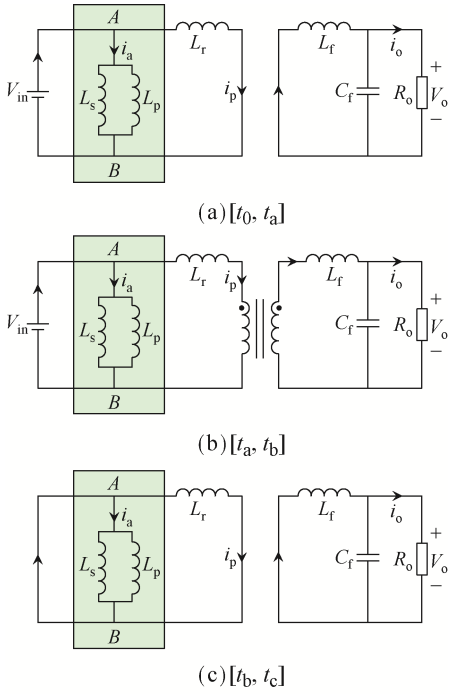


图 2 简化后的各个模态等效图

Fig. 2 Simplified equivalent diagram in each mode

由图 2 可知，变换器在[t_0, t_a]和[t_b, t_c]这 2 个工作时间段内的变压器二次侧等效电路相同。因此以前半个周期[t_0, t_c]为例，选择电感电流 i_{L_f} 和电容电压 V_o 作为状态变量，建立的状态空间方程为

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}i_{L_f}(t)}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}V_o(t)}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -\dfrac{1}{L}\\ \dfrac{1}{C_f} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{L_f}(t)\\ V_o(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{Ln} & 0\\ 0 & -\dfrac{1}{C_f}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_{in}(t)\\ i_o(t)\end{bmatrix}$$
$$t\in[t_a,t_b] \tag{1}$$

式中，$L=\dfrac{L_{eq}}{n^2}+L_f$，$L_{eq}=\dfrac{L_sL_pL_r}{L_sL_p+L_sL_r+L_pL_r}$。

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{f}}(t)}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}V_\mathrm{o}(t)}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -\dfrac{1}{L_\mathrm{f}}\\ \dfrac{1}{C_\mathrm{f}} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{L_\mathrm{f}}(t)\\ V_\mathrm{o}(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & -\dfrac{1}{C_\mathrm{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_\mathrm{in}(t)\\ i_\mathrm{o}(t)\end{bmatrix}$$

$$t\in[t_0,t_\mathrm{a}],t\in[t_\mathrm{b},t_\mathrm{c}] \tag{2}$$

结合式(1)和式(2)，可以根据时间平均原理推导出变换器的状态空间平均模型，即

$$\frac{\mathrm{d}\overline{i_{L_\mathrm{f}}(t)}}{\mathrm{d}t}=\frac{d(t)}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(t)}-\left[\frac{d(t)}{L}+\frac{1-d(t)}{L_\mathrm{f}}\right]\overline{V_\mathrm{o}(t)} \tag{3}$$

式(3)对应的离散化等式(即电感电流预测模型)可表示为

$$\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k+1)}=\frac{d(k)T_\mathrm{s}}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(k)}+\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}-\left[\frac{d(k)}{L}+\frac{1-d(k)}{L_\mathrm{f}}\right]\overline{V_\mathrm{o}(k)}T_\mathrm{s} \tag{4}$$

式中：$d(k)$为 k 时刻的等效占空比；T_s 为开关周期；$i_{L_\mathrm{f}}(k)$ 为 k 时刻的电感电流。

2.2 电流内环目标函数

本文电流内环模型预测控制的目标是无论在何种工况下电感电流均能准确跟踪电流给定值 i_ref。为了更好地计算并跟踪目标，本文使用误差二次方进行运算，因此，本文建立的电流内环目标函数 $M(k)$为

$$M(k)=\left[\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k+1)}-i_\mathrm{ref}\right]^2=\left\{\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}-i_\mathrm{ref}+\frac{d(k)T_\mathrm{s}}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(k)}-\left[\frac{d(k)}{L}+\frac{1-d(k)}{L_\mathrm{f}}\right]\overline{V_\mathrm{o}(k)}T_\mathrm{s}\right\}^2 \tag{5}$$

通过最优化求解方法，需对目标函数中的控制量 $d(k)$求偏导，从而得到当前时刻作用于变换器的输出占空比为

$$d(k)=\frac{Ln\left\{T_\mathrm{s}\overline{V_\mathrm{o}(k)}+L_\mathrm{f}[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}]\right\}}{T_\mathrm{s}\left[L_\mathrm{f}\overline{V_\mathrm{in}(k)}-n(L_\mathrm{f}-L)\overline{V_\mathrm{o}(k)}\right]}=\frac{1}{J(k)L_\mathrm{f}}\overline{V_\mathrm{o}(k)}+\frac{1}{J(k)T_\mathrm{s}}[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}] \tag{6}$$

式中，$J(k)=\dfrac{1}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(k)}-\left(\dfrac{1}{L}-\dfrac{1}{L_\mathrm{f}}\right)\overline{V_\mathrm{o}(k)}$。

2.3 模型预测控制的补偿改进

考虑到在实际应用中，数字控制器控制过程中，由一步预测得到当前时刻的控制量 $d(k)$，并不能在当前时刻立即执行，从而造成控制动作的延迟，并且开关损耗、线路传输损耗等因素会导致预测模型不精确。再加上移相全桥变换器工作过程中会存在占空比丢失的问题。因此，本文将对模型预测控制进行延迟、电流误差、占空比丢失的补偿。

根据式(4)可以得到 k+2 时刻的电感电流预测模型为

$$\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k+2)}=\frac{d(k+1)T_\mathrm{s}}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(k)}-\left[\frac{d(k+1)}{L}+\frac{1-d(k+1)}{L_\mathrm{f}}\right]\overline{V_\mathrm{o}(k)}T_\mathrm{s}+\frac{d(k)T_\mathrm{s}}{Ln}\overline{V_\mathrm{in}(k)}-\left[\frac{d(k)}{L}+\frac{1-d(k)}{L_\mathrm{f}}\right]\overline{V_\mathrm{o}(k)}T_\mathrm{s}+\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)} \tag{7}$$

从而可以得到 k+1 时刻作用于变换器的输出占空比表达式为

$$d(k+1)=\frac{2}{J(k)L_\mathrm{f}}\overline{V_\mathrm{o}(k)}-d(k)+\frac{1}{J(k)T_\mathrm{s}}\cdot[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}] \tag{8}$$

故引入电流误差补偿后的 k+1 时刻占空比计算公式为

$$d(k+1)=\frac{2}{J(k)L_\mathrm{f}}\overline{V_\mathrm{o}(k)}-d(k)+\frac{1}{J(k)T_\mathrm{s}}\cdot[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}+\Delta I] \tag{9}$$

式中，$\Delta I=K_\mathrm{i}\int\left[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}\right]$，$K_\mathrm{i}$为积分补偿系数。

由变换器工作模态的分析可知，在 k 时刻占空比丢失的表达式为

$$d_\mathrm{loss}(k)\approx\frac{4L_\mathrm{r}\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}}{nT_\mathrm{s}\overline{V_\mathrm{in}(k)}} \tag{10}$$

因此可以得到实际占空比 $d_\mathrm{r}(k+1)$的表达式为

$$d_\mathrm{r}(k+1)=\frac{1}{J(k)T_\mathrm{s}}[i_\mathrm{ref}-\overline{i_{L_\mathrm{f}}(k)}+\Delta I]-d_\mathrm{r}(k)+\frac{2}{J(k)L_\mathrm{f}}\overline{V_\mathrm{o}(k)}+2d_\mathrm{loss}(k) \tag{11}$$

3 电压外环变论域模糊 PI 控制

模糊 PI 控制器的模糊论域是固定的，不会根据输入变量的变化进行改变，使得其自适应能力不足。当论域范围较大时，控制精度会降低；当论域范围较小时，输出电压容易发生超调。因此，将变论域思想引入模糊 PI 控制器的输入输出论域中，提高系统的控制效果。

变论域模糊 PI 控制就是在模糊规则不变的前提下，伸缩因子通过输入变量的变化对论域范围进行实时改变。当输出电压误差增大时论域扩张，降低系统超调，提高响应速度；当输出电压误差减小时论域收缩，提高控制精度。论域伸缩原理如图 3 所示，图中：$x_i(t)(i=1,2$，且 $x_1(t)=e(t), x_2(t)=ec(t))$ 为输入变量，$e(t)$和 $ec(t)$分别为输入量的偏差及其变换率；$\alpha[x_i(t)]$为输入变量的伸缩因子；E_i为论域边界；μ 为隶属度。$e(t)$和 $ec(t)$一般可取模糊子集为“负大、负中、负小、零、正小、正中、正大”，其对应子集元素为{NB、NM、NS、ZO、PS、PM、PB}。

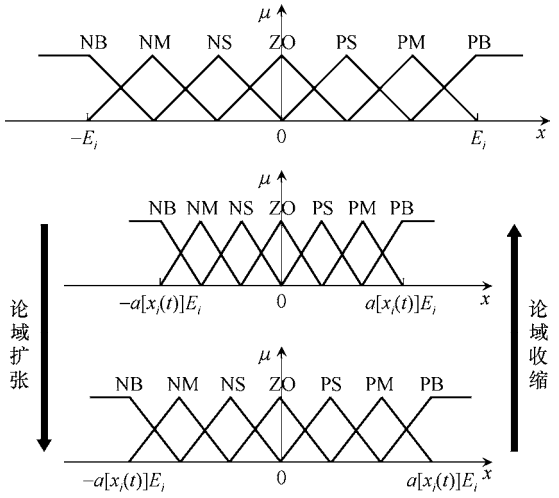


图 3 论域伸缩原理

Fig. 3 Theory of universe contracting-expanding

在实际系统控制中，为了避免伸缩因子难以建立完善模糊规则导致控制不精准的问题，本文结合参考文献和仿真分析，选用具有避零性、正规性、协调性、对偶性和单调性的伸缩因子[19]，即

$$\begin{cases}\alpha[e(t)]=\left[\dfrac{|e(t)|}{E_1}\right]^{\rho_1}+\theta\\ \alpha[ec(t)]=\left[\dfrac{|ec(t)|}{E_2}\right]^{\rho_2}+\theta\\ \beta[e(t),ec(t)]=\left\{\left[\dfrac{|e(t)|}{E_1}\right]^{\rho_3}+\left[\dfrac{|ec(t)|}{E_2}\right]^{\rho_4}\right\}\Big/2\end{cases}\tag{12}$$

式中：$\rho_i(i=1,2,3,4)$为输入、输出论域伸缩因子参数，且 ρ_i 为 0~1 之间的常数；E_1、E_2 分别为模糊输入 E 、EC 的初始论域边界；θ 为充分小的正数。

由于车载充电 DC-DC 变换器拓扑存在多样性，输入、输出论域伸缩因子参数 ρ_i 无法建立普遍适用的选值方法，故 ρ_i 无明确物理意义，大多数是根据实际情况人为选定。因此，本文综合考虑车载充电系统控制要求和伸缩因子参数选择原则，提出根据系统的输入误差 $e(t)$及其变化率 $ec(t)$进行实时调节的参数 ρ_1，可表示为

$$\rho_1=\frac{1}{|e(t)|(E_1+E_2)+\varepsilon}+\frac{1}{|ec(t)|(E_1+E_2)+\varepsilon}\tag{13}$$

式中，ε 为充分小的正数，以防分母为 0。

为确保系统变量的协调性，取 $\rho_i(i=1,2,3,4)$ 均相等。将式(13)代入式(12)可以得到改进伸缩因子为

$$\begin{cases}\alpha[e(t)]=\left[\dfrac{|e(t)|}{E_1}\right]^{\rho_1}+\theta\\ \alpha[ec(t)]=\left[\dfrac{|ec(t)|}{E_2}\right]^{\rho_2}+\theta\\ \beta[e(t),ec(t)]=\dfrac{\alpha[e(t)]+\alpha[ec(t)]}{2}+\theta\end{cases}\tag{14}$$

基于改进伸缩因子的变论域模糊 PI 控制框图如图 4 所示。图中：α_e 为 $e(t)$的伸缩因子；α_{ec} 为 $ec(t)$的伸缩因子；β 为 ΔK_{p}、ΔK_{i} 共同的伸缩因子；K_e 为 $e(t)$的量化因子；K_{ec} 为 $ec(t)$的量化因子；$K_{\Delta\mathrm{p}}$ 为模糊比例参数；$K_{\Delta\mathrm{i}}$ 为模糊积分参数；ΔK_{p} 为比例参数修正量；ΔK_{i} 为积分参数修正量；U_{ref} 为输出电压给定值；V_{o} 为输出电压实际值；$u(t)$为输出电压精确值。

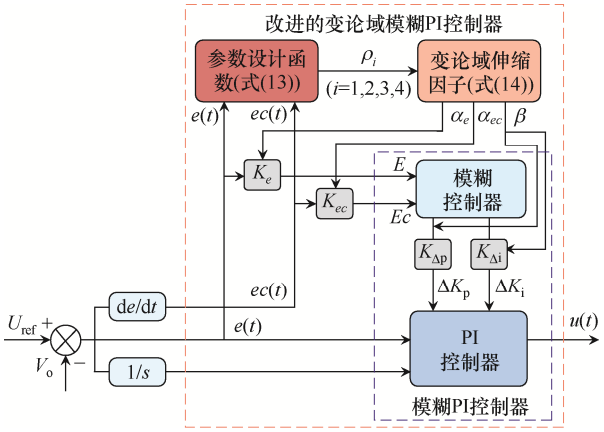


图 4　电压外环控制框图

Fig. 4 Block diagram of voltage outer-loop control

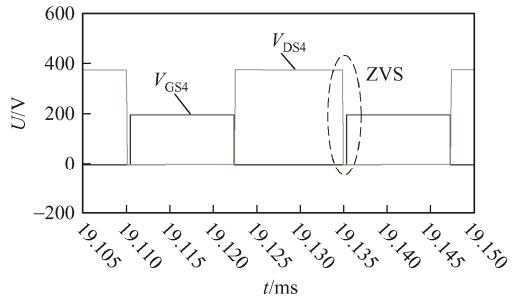
4　仿真分析及实验验证

4.1　仿真分析

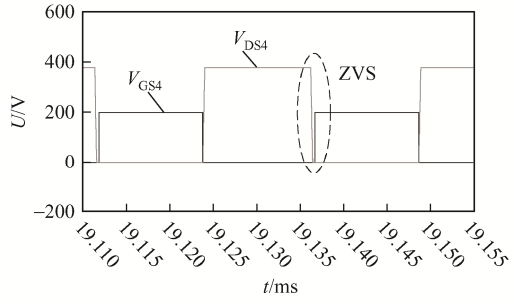
为了验证本文所提拓扑结构的可行性和控制策略的优越性，在 MATLAB/Simulink 中搭建了仿真模型。

4.1.1　新型车载充电 DC-DC 变换器仿真分析

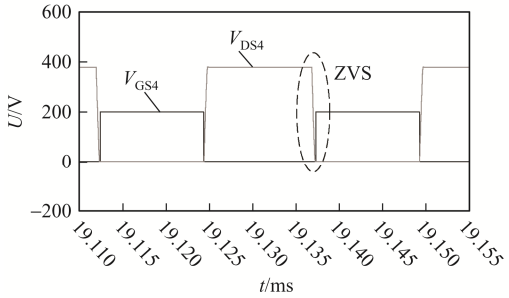
为了验证改进后的新型拓扑能够提高软开关范围，消除整流二极管电压尖峰，本文对新型车载充电 DC-DC 变换器进行仿真分析。图 5 为不同负载情况下滞后桥臂 Q_4 的 ZVS 仿真波形，图 6 为拓扑改进前后的整流二极管电压仿真波形。



(a)额定负载



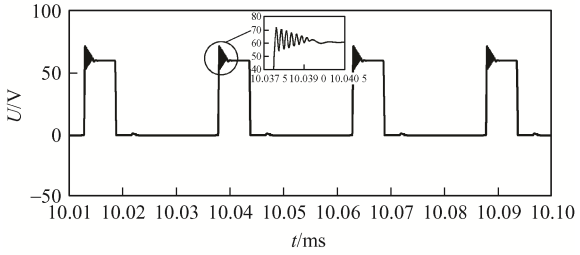
(b)50%额定负载



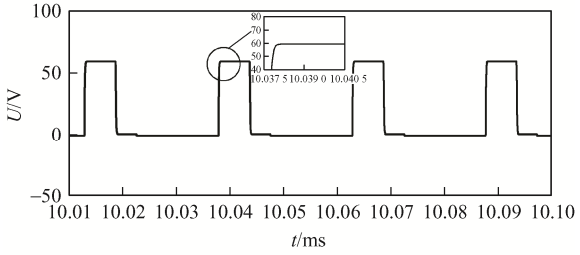
(c)30%额定负载

图 5　不同负载情况下滞后桥臂 Q_4 的 ZVS 仿真波形

Fig. 5 ZVS simulation waveforms of lag arm Q_4 under different loads



(a)传统拓扑



(b)新型拓扑

图 6　整流二极管电压仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of rectifier diode voltage

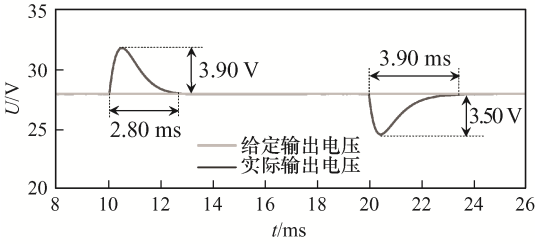
图 5 给出了滞后桥臂 Q_4 在不同负载时的漏源极电压 V_{DS4} 和驱动电压 V_{GS4} 波形，从图中可以看出，Q_4 在额定负载、50%额定负载和 30%额定负载输出条件下，V_{GS4} 变为高电平之前 V_{DS4} 已降至 0，均能实现 ZVS 导通，提高了系统的软开关范围，并比文献[16]所实现的软开关范围更宽，即进一步降低了开关管的导通损耗。

由图 6 可见，在改进前的传统拓扑中，二次侧整流二极管 D_5 两端的电压发生振荡，导致开关损耗增大，从而加剧整流二极管温度的上升；在改进后的新型拓扑中，二次侧整流二极管 D_5 两端的电压尖峰被消除，电压振荡受到抑制，对整流二极管

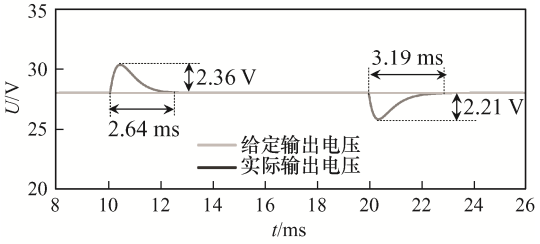
起到保护作用。

4.1.2 与文献中控制策略的仿真对比分析

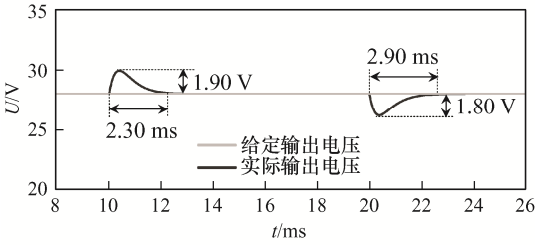
为了进一步验证本文所提控制策略的优越性，选取文献[16-17]中的控制策略稍做调整后与本文控制策略进行对比。在负载突变工况下，将模糊PI控制策略、模糊无差拍控制策略和VUFPPC策略的系统动态响应进行对比仿真。图7为3种控制策略下负载突变时的输出电压仿真波形。



(a)模糊PI控制策略



(b)模糊无差拍控制策略



(c)VUFPPC策略

图7 负载突变时输出电压仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of output voltage in the case of sudden changes in load

由图7对比可知，在10 ms处负载突减至50%，模糊PI控制策略响应时间为2.80 ms，输出电压过冲3.90 V；模糊无差拍控制策略响应时间为2.64 ms，输出电压过冲2.36 V；VUFPPC策略响应时间为2.30 ms，输出电压过冲1.90 V。在20 ms处负载恢复至额定值，模糊PI控制策略响应时间为3.90 ms，输出电压过冲3.50 V；模糊无差拍控制策略响应时间为3.19 ms，输出电压过冲2.21 V；VUFPPC策略响应时间为2.90 ms，输出电压过冲1.80 V。以上分析说明VUFPPC策略更加优越，使得输出 电压过冲更小，系统响应速度更快。

4.2 实验验证

为进一步验证本文所提拓扑结构的可行性和控制策略的有效性，采用TI公司的TMS320F28335型DSP作为控制芯片，搭建1台420 W的移相DC-DC变换器实验样机。实验样机如图8所示，实验电路主要参数见表1。

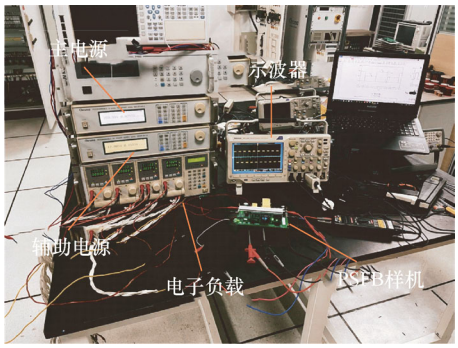


图8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

表1 实验电路主要参数

Tab. 1 Main parameters of experimental circuit

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	380
输出电压 V_o/V	28
开关频率 f_s/kHz	100
滤波电容 C_f/μF	667
滤波电感 L_f/μH	15
变压器变比 n	10

图9为变换器在不同负载时滞后管 Q_4 的ZVS实验波形。从图9中滞后管 Q_4 的驱动电压 V_{GS} 和漏源极电压 V_{DS} 实验波形可以看出，Q_4 在额定负载与30%负载之间均能实现ZVS，但在25%负载时 V_{GS4} 变为高电平之后 V_{DS4} 还未降至0，说明该拓扑至少将软开关范围提高至30%负载。

图10为负载电流突增时输出电压与电流实验波形。图11为负载电流突减时输出电压与电流实验波形。由图10和图11可见，当负载电流从5 A突增至10 A和从10 A突减至5 A时，采用VUFPPC策略时的输出电压波动峰值较小，且恢复至稳态所需调节时间较短。由此可以看出本文所提控制策略

具有良好的动态性能和抗干扰能力。

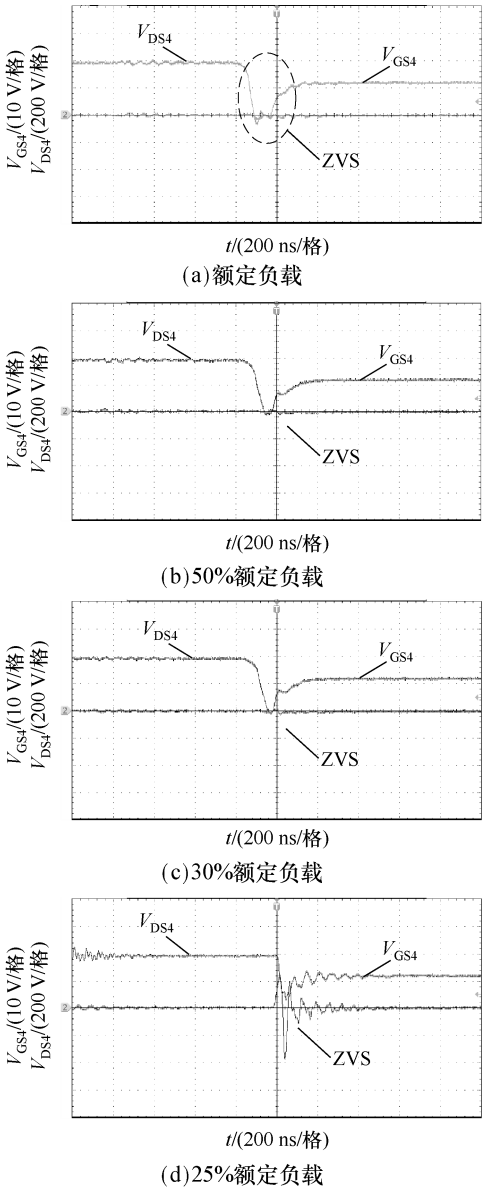


图 9　不同负载时滞后管 Q_4 的 ZVS 实验波形

Fig. 9 ZVS experimental waveforms of hysteresis tube Q_4 under different loads

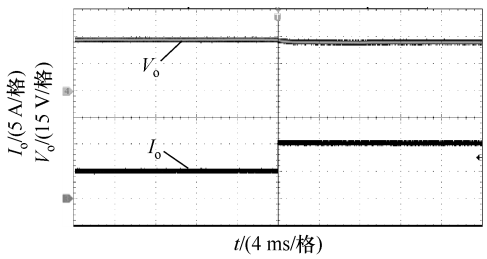


图 10　负载电流突增时输出电压与电流实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of output voltage and current when load current suddenly increases

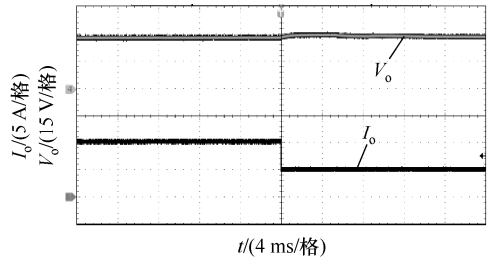


图 11　负载电流突减时输出电压与电流实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of output voltage and current when load current suddenly decreases

5　结论

本文设计了 1 种新型宽范围软开关全桥 DC-DC 变换器，并针对该拓扑提出基于双闭环策略的变论域模糊 PI 预测控制，通过仿真分析和实验验证说明该拓扑和控制策略具有以下特点。

(1)新型宽范围软开关全桥 DC-DC 变换器利用辅助支路的峰值电流为开关管的 ZVS 宽范围导通提供条件，并利用钳位二极管消除二次侧整流二极管的电压尖峰，因此该变换器更加适用于车载充电机使用。

(2)在电流环设计中，采用模型预测控制，对输出电流进行 2 步预测，并提前计算出下一时刻的最优占空比，消除了系统大时滞问题，加快系统响应速度。

(3)在电压环设计中，将模糊 PI 控制与变论域思想相结合，并设计新型伸缩因子实现变量论域自适应伸缩，解决了系统非线性问题，有效提高了系统适应性和控制精度。

参考文献：

[1] 吴巨爱, 薛禹胜, 谢东亮, 等. 电动汽车参与电量市场与备用市场的联合风险调度[J]. 电工技术学报, 2023, 38(23): 6407-6418.
Wu Juai, Xue Yusheng, Xie Dongliang, et al. The joint risk dispatch of electric vehicle in day-ahead electricity energy market and reserve market [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(23): 6407-6418. (in Chinese)

[2] 田勇, 冯华逸, 田劲东, 等. 电动汽车动态无线充电系统输出电流模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2310-2322.
Tian Yong, Feng Huayi, Tian Jindong, et al. Model predictive control for output current of electric vehicle dynamic wireless charging systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(9): 2310-2322. (in Chinese)

[3] 封泽龙, 石勇, 王宇婷, 等. 一种低占空比丢失的移相全桥 ZVZCS 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 32-43.
Feng Zelong, Shi Yong, Wang Yuting, et al. Phase-shifted full-bridge ZVZCS converter with low duty cycle loss [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 32-43. (in Chinese)

[4] 吴斌, 何圣仲, 代东雷, 等. 一种峰值电流与突发模式混合控制移相全桥变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 40-47.
Wu Bin, He Shengzhong, Dai Donglei, et al. Phase-shifted full-bridge converter under hybrid control of peak current and burst mode [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 40-47. (in Chinese)

[5] 凡绍桂, 巩冰, 游江, 等. 低电压电流应力的有源钳位 ZVS 软开关技术[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4616-4628.
Fan Shaogui, Gong Bing, You Jiang, et al. Active clamp ZVS soft switching technology with low voltage and current stress [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4616-4628. (in Chinese)

[6] 吉莉, 廖承林, 王丽芳, 等. 基于电动汽车无线充电的宽负载范围逆变器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S1): 9-17.
Ji Li, Liao Chenglin, Wang Lifang, et al. An inverter for wireless charging system of electric vehicle in wide load range [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S1): 9-17. (in Chinese)

[7] 王鹤, 褚渊, 黄堃, 等.基于移相全桥的两级式交错并联 DC/DC 拓扑研究[J]. 电源技术, 2021, 45(3): 386-390.
Wang He, Chu Yuan, Huang Kun, et al. Principle and control of two-stage interleaving DC/DC topology based on phase-shift full bridge converter [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(3): 386-390. (in Chinese)

[8] Hamada S, Nakaoka M. Analysis and design of a saturable reactor assisted soft-switching full-bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(3): 309-317.

[9] Zhao Lei, Li Haoyu, Xu Chuanyu, et al. Efficiency improvement of an adaptive-energy-storage full-bridge converter by modifying turns ratio of a coupled inductor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 948-956.

[10] 孙铁成, 郭超, 娜仁图亚, 等. 具有移相控制的 ZVS 全桥 DC-DC 斩波变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 66-72.
Sun Tiecheng, Guo Chao, Na Rentuya, et al. A novel DC-DC ZVS full-bridge converter based on phase-shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 66-72. (in Chinese)

[11] 刘闯, 刘艳鹏, 刘海洋, 等. 高频隔离型电动汽车快速直流充电器研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(3): 40-49.
Liu Chuang, Liu Yanpeng, Liu Haiyang, et al. Quick DC charger for high-frequency isolation electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31 (3): 40-49. (in Chinese)

[12] 高明, 王大志, 李召. 移相全桥变换器的 PWM 全阶鲁棒滑模控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10): 2293-2302.
Gao Ming, Wang Dazhi, Li Zhao. A PWM full order robustness sliding mode control for phase-shifted full-bridge converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10): 2293-2302. (in Chinese)

[13] 张雨, 张一鸣, 王旭红. PSFB-PWM 变换器峰值电流无差拍控制算法研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(1): 112-115.
Zhang Yu, Zhang Yiming, Wang Xuhong. Research on peak current dead-beat control algorithm for PSFB-PWM converter [J]. Power Electronics, 2021, 55(1): 112-115. (in Chinese)

[14] 张国荣, 张慧丽. 基于预测电流控制的双有源全桥 DC/DC 变换器[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10): 50-54.
Zhang Guorong, Zhang Huili. Predictive current control of dual active bridge DC/DC converter [J]. Power Electronics, 2018, 52(10): 50-54. (in Chinese)

[15] 张博彦, 齐铂金, 周阳. 基于模糊 PID 算法的半桥 DC/DC 控制器的优化设计[J]. 电力电子技术, 2018, 52(9): 74-77.
Zhang Boyan, Qi Bojin, Zhou Yang. Optimal design of half-bridge DC/DC controller based on fuzzy PID algorithm [J]. Power Electronics, 2018, 52(9): 74-77. (in Chinese)

[16] 郑征, 秦熙东, 陶海军. 基于模糊 PID 的车载充电 DC/DC 变换器控制策略研究[J]. 制造业自动化, 2019, 41(5): 130-134.
Zheng Zheng, Qin Xidong, Tao Haijun. Control strategy of on-board charger DC/DC converter based on Fuzzy PID [J]. Manufacturing Automation, 2019, 41(5): 130-134. (in Chinese)

[17] 马驰, 曾国辉, 黄勃, 等. 车载 AC-DC 变换器的模糊无差拍控制策略[J]. 控制工程, 2023, 30(1): 70-77.
Ma Chi, Zeng Guohui, Huang Bo, et al. Fuzzy deadbeat control strategy of vehicle-mounted AC-DC converter [J]. Control Engineering, 2023, 30(1): 70-77. (in Chinese)

[18] 金宁治, 俄立明, 马腾, 等.电动汽车车载移相全桥变换器改进研究[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 70-77.
Jin Ningzhi, E Liming, Ma Teng, et al. Improvement of phase-shifted full-bridge converter for electric vehicle [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(9): 70-77. (in Chinese)

[19] 杨超, 苑红, 余岱玲, 等. 变论域模糊 PID 控制在改善 DC-DC 变换器非线性非最小相位系统的性能研究[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(1): 30-37.
Yang Chao, Yuan Hong, Yu Dailing, et al. Research on performance of variable universe fuzzy PID control in improving nonlinear non-minimum phase system for DC-DC converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36 (1): 30-37. (in Chinese)



尚俊杰

作者简介：

尚俊杰(1996—　)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：shangjunjie2020@163.com。

曹太强(1969—　)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：ctq815@126.com。

林轩(1988—　)，男，博士，讲师。研究方向：轨道交通电气化与自动化。E-mail：linstu@163.com。

代锦(1987—　)，男，博士研究生，工程师。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：jg_daijin@fulinpm.com。

郑敏(1971—　)，女，硕士，副教授。研究方向：自动化与控制，电能质量。E-mail：zm0111@qq.com。

(责任编辑：耿越)