

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514541

电动汽车车载电源移相全桥变换器宽 输入电压的动态性能优化*

罗予贤, 郭 强, 汤沦均

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘要:针对电动汽车车载电源移相全桥变换器宽输入电压工况下,采用传统控制策略存在动态特性差、超调量大的问题,提出了一种模型预测控制与负载电流前馈补偿相结合的改进型控制策略。首先,分析了变压器滞后(Tr-lag)型零电压开关(ZVS)移相全桥变换器的工作原理以及占空比丢失机理;在此基础上,通过数学建模将控制量与丢失占空比解耦,推导出变换器的稳态工作模型。其次,针对占空比丢失导致变换器模型准确性和系统动态性能下降的问题,推导出改进型模型预测控制数学模型,并将其应用于电流内环。同时,引入占空比补偿机制,有效改善了变换器模型准确性和系统动态性能。此外,通过建立系统负载估算模型,在电压外环引入负载电流前馈补偿,解决了系统负载突变时输出电压超调过大的问题。最后,将所提控制策略与传统双闭环控制策略以及滑模控制策略分别进行实验对比。实验结果表明,Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器采用所提控制策略在整个宽输入电压 300~800 V 工况下,系统发生负载突变时输出过冲电压与下冲电压均被抑制在给定电压的 10% 以下,且恢复时间均控制在 5 ms 以内,有效提高了变换器对不同车用动力电池电压等级的适应能力,验证了所提控制策略的可行性和优越性,为车载电源系统提供创新性理论依据与工程技术参考。

关键词: 移相全桥变换器;模型预测控制;占空比补偿;宽输入电压;负载电流前馈

中图分类号: TM46 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Dynamic performance optimization of phase-shifted full-bridge converters for wide input voltage ranges in electric vehicle on-board power supplies

Luo Yuxian, Guo Qiang, Tang Lunjun

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: For phase-shifted full-bridge converters used in on-board power systems of electric vehicles operating under a wide input voltage range, conventional control strategies suffer from poor dynamic performance and large overshoot. To address these issues, an improved control strategy that combines model predictive control with load current feedforward compensation is proposed. Firstly, the operational principles of the transformer lagging (Tr-lag) zero voltage switching (ZVS) phase shifted full bridge converter and the mechanism of duty cycle loss are analyzed. On this basis, a mathematical model is established to decouple the control variable from the duty-cycle loss, from which the steady-state operating model of the converter is derived. Secondly, to address the degradation in converter model accuracy and system dynamic performance caused by duty cycle loss, an enhanced mathematical model for model prediction control is derived and applied to the current inner loop. Meanwhile, a duty-cycle compensation mechanism is introduced, which effectively improves the accuracy of the converter model and the dynamic performance of the system. Furthermore, by establishing a system load estimation model and incorporating load current feedforward compensation into the voltage outer loop, the excessive output voltage overshoot caused by sudden load changes is effectively suppressed. Finally, comparative experiments are conducted to evaluate the proposed control strategy against both traditional dual-loop control and sliding mode control strategies. Experimental results demonstrate that, when the proposed control strategy is applied to a Tr-lag ZVS phase-shifted full-bridge converter, both output voltage overshoot and undershoot during load transients are suppressed to within 10% of the reference voltage across the entire wide input voltage

收稿日期: 2025-09-28 Received Date: 2025-09-28

* 基金项目: 重庆市自然科学基金面上项目(CSTB2022NSCQ-MSX0997)资助

range of 300~800 V, with recovery times limited to within 5 ms. These results indicate that the proposed control strategy effectively enhances the converter's adaptability to different battery voltage levels in electric vehicles, thereby validating its feasibility and superiority and providing innovative theoretical insights and practical engineering references for on-board power supply systems.

Keywords: phase shifted full bridge converter; model predictive control; duty cycle compensation; wide voltage input; load current feedforward

0 引 言

近年来,传统燃油汽车造成的环境污染问题日益加剧,促使电动汽车(electric vehicle, EV)成为业界的 research 热点^[1-2],电动汽车不仅电能转换效率高,还能有效减少有害气体和温室气体的排放。因此,电动汽车正逐渐成为未来交通的主流^[3-4]。

目前,在电动汽车中高压系统与低压系统并存。其中,低压系统主要用于照明、转向系统、传感器等重要功能^[5-6]。因此,低压系统的稳定至关重要。而低压直流变换器(low voltage DC-DC converter, LDC)作为电动汽车中的重要部件,负责将动力电池电压转换成低压系统所需电压。现有主流车型中动力电池常采用 400 V 等级,但在实际运行中由于电池电压受运行工况影响^[7-8],其电压波动范围增加至 250~450 V。为追求更高充电速率和功率密度,800 V 等级的动力电池将成为主流趋势^[9-10],这意味着更加复杂的运行工况,从而进一步增大电压波动范围。因此,需要 LDC 能适应宽输入电压^[11-12]。而移相全桥(phase shifted full bridge, PSFB)变换器凭借宽电压输入适应能力强、良好的电气隔离特性及低开关损耗等优势,被广泛应用于电动汽车等低压大电流场合^[13-14]。在此背景下,变换器的稳定性和动态性能尤为重要。

目前,移相全桥变换器通常采用基于平均电流控制的电压外环-电流内环双闭环比例积分(proportional-integral, PI)控制结构,其具有控制结构简单,易于实现的优点。但受系统带宽限制和非线性因素的影响,当负载发生变化时,易造成输出电压出现较大超调或振荡^[15-16]。针对传统双闭环控制策略的不足,文献[17]提出一种将负载电流与补偿电流共同作为电流控制量的前馈控制策略,通过引入前馈控制来预测变换器稳态工作点,有效抑制了负载突变引起的电压波动。文献[18]提出一种基于峰值电流的电压外环-电流内环双闭环 PI 控制策略,具有更快速的动态性能且可以实现逐周期过流保护。但上述控制策略均是基于 PI 控制的线性控制系统,无法兼顾调节时间和输出电压超调,在宽输入电压下仍受带宽限制。

为解决线性控制系统下,移相全桥变换器存在带宽受限、宽输入电压下动态性能欠佳的问题。文献[19]提出一种脉宽调制全阶鲁棒滑模控制(sliding mode control,

SMC)策略,将积分环节引入滑模流形,提高了变换器的稳定性和动态性能。但该策略控制结构复杂,需要对多个参数进行整定。文献[20]提出了一种基于负载电流的自适应脉冲序列控制策略,该策略能有效减小输出电压纹波,提高系统响应速度,但在高开关频率下增大了开关损耗。

近年来,随着微控制器单元的快速发展,模型预测控制(model prediction control, MPC)因其快速的动态性能、非线性处理能力、无需设置带宽等优点^[21-22],已被应用于多种电力电子变换器控制系统^[23-27]。然而针对移相全桥变换器,文献[28]提出了一种基于拉盖尔函数的模型预测控制策略,将输出电压始终维持在给定值且不影响系统动态性能,但由于引入了多个约束条件导致控制结构复杂,计算量大。文献[29]提出了一种适用于移相全桥变换器的模型预测控制策略,能够有效提升系统的动态性能,但未考虑实际中谐振电感引起的占空比丢失问题。文献[30]提出一种基于峰值电流前馈预测的控制策略,通过采集输入电压、输出电压和负载电流构建前馈补偿,并结合峰值电流实现精准控制。该策略对 PI 控制器依赖程度低,系统稳定,动态性能良好,但需要对多个电压电流参数进行采样,增加了硬件成本。

针对上述有关移相全桥变换器控制策略研究的不足,提出一种改进型模型预测控制策略而无需增加额外的采样电路。首先通过原理分析,推导出变压器滞后(transformer lagging, Tr-lag)型零电压开关(zero voltage switching, ZVS)移相全桥变换器的稳态工作模型;在此基础上,通过引入占空比补偿机制,建立改进型模型预测控制数学模型,并应用于电流内环以改善系统动态性能。此外,在电压外环引入负载电流前馈补偿,解决了负载变化时输出电压超调过大的问题;最后,通过实验验证了所提控制策略的可行性和优越性。

1 移相全桥变换器拓扑结构和工作原理

1.1 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器电路结构

电动汽车内部结构示意图如图 1 所示,LDC 采用 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器拓扑。该拓扑不仅可以有效抑制整流管上的电压振荡,并且不会增加额外损耗^[31]。

Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器电路拓扑如图 2 所示。其中, $Q_1 \sim Q_4$ 为 4 个开关管, $C_1 \sim C_4$ 分别为 $Q_1 \sim Q_4$

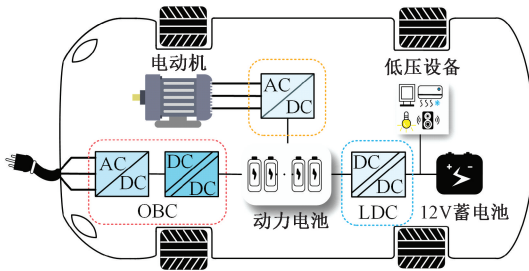


图1 电动汽车内部结构示意图

Fig. 1 Diagram of the internal structure of EV

的寄生电容, $D_1 \sim D_4$ 分别为 $Q_1 \sim Q_4$ 的体二极管; L_s 为谐振电感(包含变压器漏感); D_7, D_8 为箝位二极管。为提高变换器整体效率, 二次侧全波整流电路采用同步整流以减小导通损耗。 L_f 为输出滤波电感, C_o 为输出滤波电容, SR_1, SR_2 为二次侧整流开关管, C_5, C_6 分别为 SR_1, SR_2 的寄生电容, D_5, D_6 分别为 SR_1, SR_2 的体二极管。

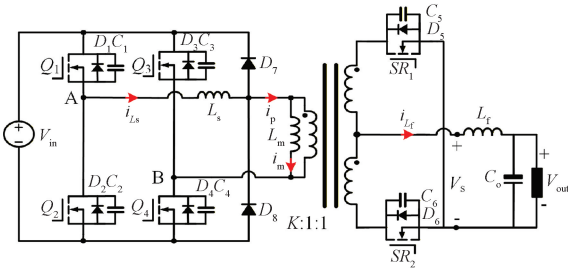


图2 Tr-lag型ZVS移相全桥变换器拓扑
Fig. 2 Tr-lag ZVS PSFB converter topology

1.2 Tr-lag型ZVS移相全桥变换器工作原理

在移相全桥变换器中定义 Q_1 与 Q_2 为超前桥臂, Q_3 与 Q_4 为滞后桥臂。 $Q_1 \sim Q_4$ 由驱动信号 $V_{gs1} \sim V_{gs4}$ 控制。其中, V_{gs2} (或 V_{gs4}) 的相位滞后 V_{gs1} (或 V_{gs3}) 相位 180° , 桥臂死区时间为 t_d , 驱动信号占空比均为 50% 。 SR_1, SR_2 由驱动信号 V_{gs_SR1}, V_{gs_SR2} 控制。

Tr-lag型ZVS移相全桥变换器主要波形如图3所示。其中, T_s 为开关周期, $DT_s/2$ 为 Q_1 (或 Q_2) 与 Q_4 (或 Q_3) 同时导通的时间, 通过控制 V_{gs1} 与 V_{gs4} (或 V_{gs2} 与 V_{gs3}) 之间的相位差调节变换器输出电压; $D_{loss} T_s/2$ 为谐振电感引起的占空比丢失时间; V_{AB} 为输入电压; V_s 为整流输出电压; i_{D1}, i_{D2} 为箝位二极管电流; i_p 为变压器一次侧电流; i_{L_f} 为滤波电感电流。

由于 $[t_0 \sim t_6]$ 与 $[t_6 \sim t_{12}]$ 时段内变换器的工作模式是对称的, 以下只分析 $[t_0 \sim t_6]$ 时段内变换器的工作模式。

为简化分析, 做出以下假设:

1) 仅考虑 $Q_1 \sim Q_4, SR_1, SR_2$ 的寄生电容和体二极管, 且有 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4, C_5 = C_6$, 其余器件均为理想器件;

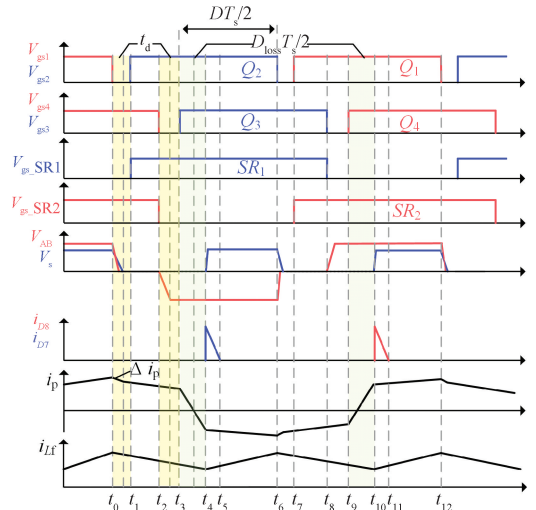


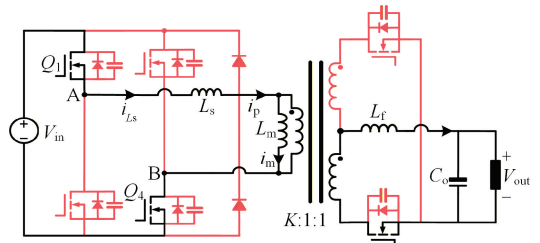
图3 Tr-lag型ZVS移相全桥变换器主要波形

Fig. 3 The main waveforms of Tr-lag ZVS PSFB converter

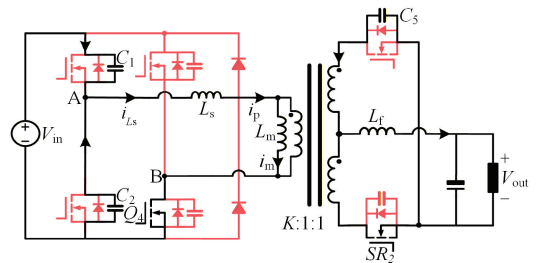
2) $Q_1 \sim Q_4$ 完全对称工作, 变压器不存在直流偏置电流;

3) 忽略所有开关管正向导通压降。

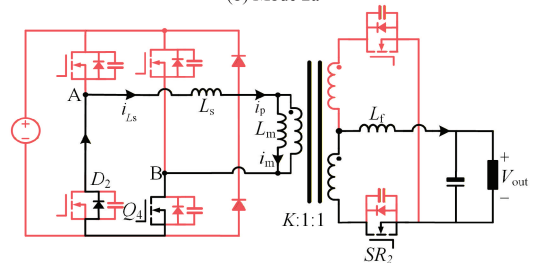
变换器在 $[t_0 \sim t_6]$ 时段内有7个工作模式, 各模式等效电路如图4所示。



(a) 模式1
(a) Mode 1



(b) 模式2a
(b) Mode 2a



(c) 模式2b
(c) Mode 2b

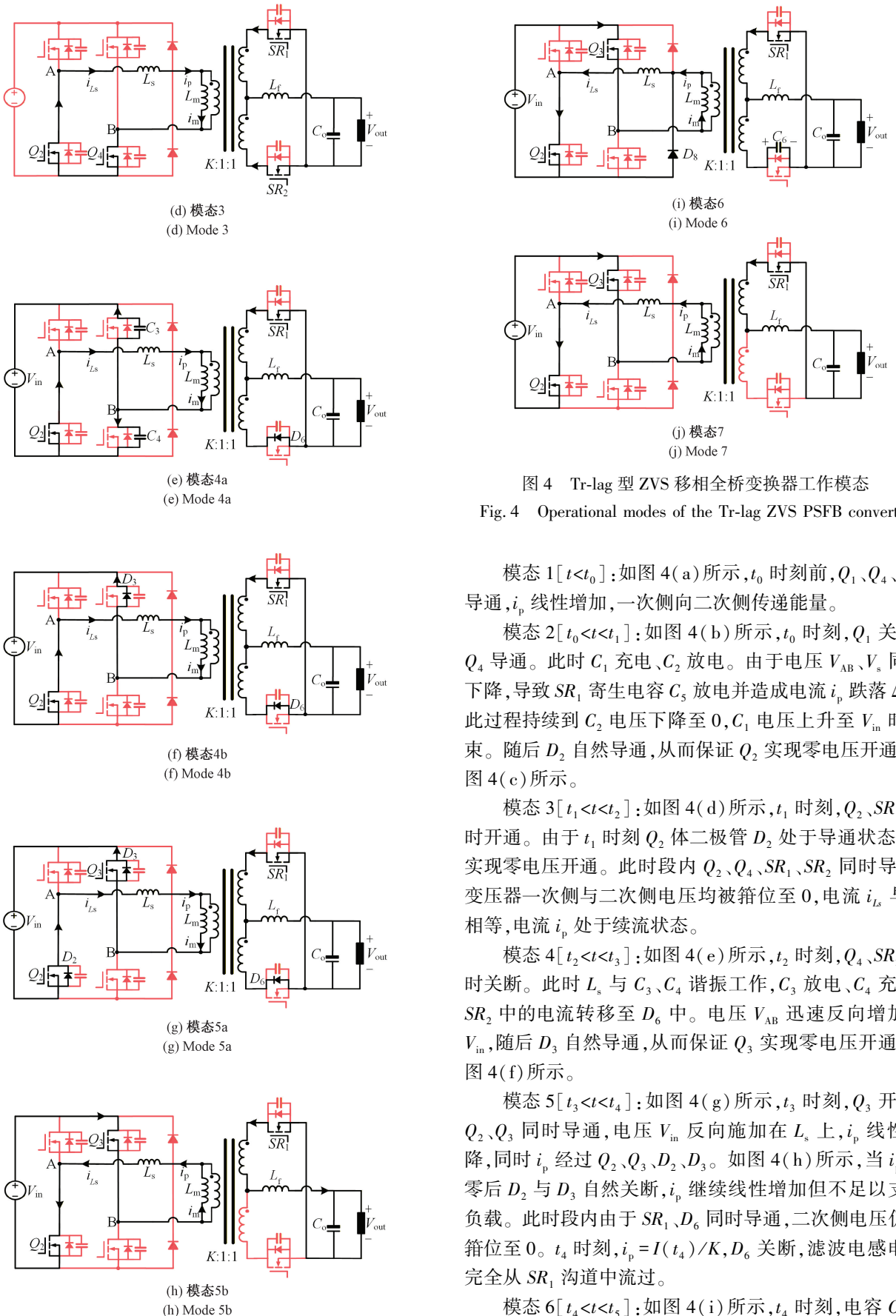


图 4 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器工作模式

Fig. 4 Operational modes of the Tr-lag ZVS PSFB converter

模式 1 [$t < t_0$]: 如图 4(a) 所示, t_0 时刻前, Q_1 、 Q_4 、 SR_2 导通, i_p 线性增加, 一次侧向二次侧传递能量。

模式 2 [$t_0 < t < t_1$]: 如图 4(b) 所示, t_0 时刻, Q_1 关断, Q_4 导通。此时 C_1 充电、 C_2 放电。由于电压 V_{AB} 、 V_s 同时下降, 导致 SR_1 寄生电容 C_3 放电并造成电流 i_p 跌落 Δi_p 。此过程持续到 C_2 电压下降至 0, C_1 电压上升至 V_{in} 时结束。随后 D_2 自然导通, 从而保证 Q_2 实现零电压开通, 如图 4(c) 所示。

模式 3 [$t_1 < t < t_2$]: 如图 4(d) 所示, t_1 时刻, Q_2 、 SR_1 同时开通。由于 t_1 时刻 Q_2 体二极管 D_2 处于导通状态, Q_2 实现零电压开通。此时段内 Q_2 、 Q_4 、 SR_1 、 SR_2 同时导通, 变压器一次侧与二次侧电压均被箝位至 0, 电流 i_{Ls} 与 i_p 相等, 电流 i_p 处于续流状态。

模式 4 [$t_2 < t < t_3$]: 如图 4(e) 所示, t_2 时刻, Q_4 、 SR_2 同时关断。此时 L_s 与 C_3 、 C_4 谐振工作, C_3 放电、 C_4 充电, SR_2 中的电流转移至 D_6 中。电压 V_{AB} 迅速反向增加至 V_{in} , 随后 D_3 自然导通, 从而保证 Q_3 实现零电压开通, 如图 4(f) 所示。

模式 5 [$t_3 < t < t_4$]: 如图 4(g) 所示, t_3 时刻, Q_3 开启, Q_2 、 Q_3 同时导通, 电压 V_{in} 反向施加在 L_s 上, i_p 线性下降, 同时 i_p 经过 Q_2 、 Q_3 、 D_2 、 D_3 。如图 4(h) 所示, 当 i_p 过零后 D_2 与 D_3 自然关断, i_p 继续线性增加但不足以支撑负载。此时段内由于 SR_1 、 D_6 同时导通, 二次侧电压仍被箝位至 0。 t_4 时刻, $i_p = I(t_4)/K$, D_6 关断, 滤波电感电流完全从 SR_1 沟道中流过。

模式 6 [$t_4 < t < t_5$]: 如图 4(i) 所示, t_4 时刻, 电容 C_6 充

电,当 C_6 电压上升至 $2V_{in}/K$ 时, L_s 与 C_6 发生谐振, D_8 导通, SR_2 上的电压被箝位至 $2V_{in}/K$ 。 D_8 导通后,电流 i_{L_s} 与 i_p 的差值从 D_8 流过,振荡能量消耗在 D_8 上。 t_5 时刻振荡结束, D_8 自然关断。

模态7 [$t_5 < t < t_6$]:如图4(j)所示, t_5 时刻, Q_2 、 Q_3 、 SR_1 导通, i_p 线性增加,一次侧向二次侧传递能量。 t_6 时刻 Q_2 关闭,开始后半周期的工作。

1.3 Tr-lag型ZVS移相全桥变换器稳态模型

通过1.2节变换器工作模态分析,因模态5引起二次侧有效占空比 D_{eff} 始终小于一次侧控制量 D ,其差值为丢失占空比 D_{loss} ,即:

$$D_{loss} = D - D_{eff} \quad (1)$$

由图3可知,在 $[t_2 \sim t_4]$ 和 $[t_8 \sim t_{10}]$ 两个时段内,即使一次侧存在正向电压,但仍无法为负载提供足够大的电流,使得二次侧电压仍然被箝位至0,致使二次侧丢失了这部分电压。其丢失占空比可表示为:

$$D_{loss} = \frac{t_{24}}{T_s/2} \quad (2)$$

由于移相全桥变换器死区时间远小于开关周期 T_s 。为简化分析,忽略模态2和4对建模的影响。式(2)可表示为:

$$D_{loss} = \frac{t_{34}}{T_s/2} \quad (3)$$

而 t_{34} 计算表达式为:

$$t_{34} = \frac{L_r [I'_o + i_{Lr}(t_4)/K]}{V_{in}} \quad (4)$$

式中: K 为变压器变比; $I'_o = I_{out}/K$ 。若忽略滤波电感电流纹波,则有 $i_{Lr}(t_4)$ 近似等于负载电流 I_{out} 。

联立式(2)~(4), D_{loss} 可表示为:

$$D_{loss} = \frac{4L_s I_{out}}{T_s K V_{in}} \quad (5)$$

根据1.2节中分析,二次侧电压 $V_s = 0$ 的持续时间可表示为:

$$T_{off} = (1 - D + D_{loss}) \frac{T_s}{2} \quad (6)$$

根据基尔霍夫电压定律,滤波电感 L_f 在此时段内的电压 V_L 可表示为:

$$V_L = V_{out} \quad (7)$$

二次侧电压 $V_s = V_{in}/K$ 的持续时间可表示为:

$$T_{on} = (D - D_{loss}) \frac{T_s}{2} \quad (8)$$

同理,滤波电感 L_f 在此时段内的电压 V_L 可表示为:

$$V_L = \frac{V_{in}}{K} - V_{out} \quad (9)$$

根据伏秒平衡原理,联立式(5)~(9),Tr-lag型ZVS

移相全桥变换器输出电压与输入电压之间的传递关系可表示为:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{K} (D - D_{loss}) \quad (10)$$

2 改进型模型预测控制策略

2.1 前馈补偿控制

当变换器负载发生变化时,输出电压将出现波动,而前馈补偿控制能有效改善因负载变化引起的输出电压波动^[32-33],提高系统可靠性。因此,通过引入负载电流前馈补偿,将电压外环PI控制器输出与前馈补偿电流共同作为电流内环的参考值 I_{ref} 。

负载电流前馈补偿控制结构如图5所示,则内环电流参考值 I_{ref} 可表示为:

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{Z_L} + I^* \quad (11)$$

式中: V_{ref} 为变换器输出电压参考值; Z_L 为系统负载估计值; I^* 为电压外环PI控制器输出。

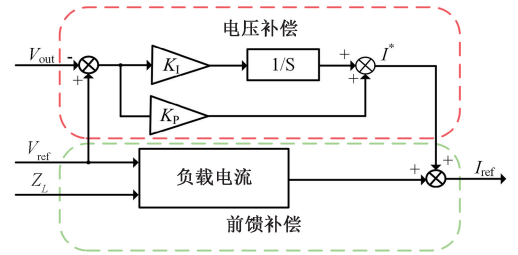


图5 前馈补偿控制结构

Fig. 5 Feedforward compensation control structure

2.2 负载估算模型与模型预测控制策略

通过1.3节的分析,Tr-lag型ZVS移相全桥变换器二次侧等效电路如图6所示。

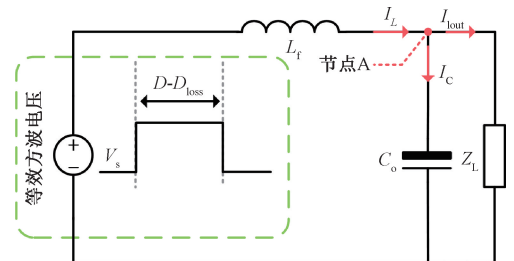


图6 二次侧等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of secondary side

根据基尔霍夫电流定律,列出节点A的电流方程,滤波电感电流 I_L 可表示为:

$$I_L = C_o \frac{dV_{out}}{dt} + I_{out} \quad (12)$$

假设系统在 k 时刻对滤波电感电流 I_L 进行采样,采用前向欧拉法对式 (12) 进行离散化,可得相邻开关周期的输出电压差分方程:

$$C_o \frac{2\Delta V_{out}}{T_s} = C_o \frac{2[V_{out}(k+1) - V_{out}(k)]}{T_s} = I_L(k) - \frac{V_{ref}}{Z_L} \quad (13)$$

式中: $V_{out}(k)$ 为当前时刻输出电压值; $V_{out}(k+1)$ 为下一个开关周期输出电压值; ΔV_{out} 为相邻两个开关周期输出电压变化量。

因此,系统负载估计值 Z_L 可表示为:

$$Z_L = \frac{V_{ref}}{I_L(k) - \frac{2C_o}{T_s}[V_{out}(k+1) - V_{out}(k)]} \quad (14)$$

根据基尔霍夫电压定律,列出变换器二次侧的电压方程,整流输出电压 V_s 可表示为:

$$V_s = L_f \frac{dI_L}{dt} + V_{out} \quad (15)$$

根据式 (15),相邻开关周期的滤波电感电流变化量 ΔI_L 可表示为:

$$\Delta I_L = \frac{(V_s - V_{out})T_s}{2L_f} \quad (16)$$

在移相全桥变换器中, V_s 电压值与当前模态有关。当变换器处于模态 1 或 7 时,滤波电感电流变化量 ΔI_{L1} 可表示为:

$$\Delta I_{L1} = \left(\frac{V_{in}}{K} - V_{ref} \right) (D - D_{loss}) \frac{T_s}{2L_f} \quad (17)$$

当变换器处于模态 3 或 5 时,滤波电感电流变化量 ΔI_{L2} 可表示为:

$$\Delta I_{L2} = -V_{ref}(1 - D + D_{loss}) \frac{T_s}{2L_f} \quad (18)$$

联立式 (5) 和 (14),变换器二次侧丢失占空比可表示为:

$$D_{loss} = \frac{4L_s V_{ref}}{T_s K V_{in} Z_L} \quad (19)$$

忽略滤波电感 L_f 和滤波电容 C_o 等效电阻,根据功率守恒理论^[34],变换器当前时刻输出功率可表示为:

$$P_{out}(k) = V_{out}(k)I_L(k) \quad (20)$$

联立式 (13) 和 (16),下一个开关周期变换器输出功率可表示为:

$$P_{out}(k+1) = [V_{out}(k) + \Delta V_{out}][I_L(k) + \Delta I_L] \quad (21)$$

联立式 (20) 和 (21),可计算出一个开关周期内输出功率的变化量 ΔP_{out} 为:

$$\Delta P_{out} = P_{out}(k+1) - P_{out}(k) = \Delta V_{out}I_L(k) + V_{out}(k)\Delta I_L + \Delta V_{out}\Delta I_L \quad (22)$$

当变换器处于模态 1 或 7 时,变换器输出功率变化量 ΔP_{out1} 可表示为:

$$\Delta P_{out1} = \Delta V_{out}I_L(k)(D - D_{loss}) + V_{out}(k)\Delta I_{L1} + \Delta V_{out}\Delta I_{L1} \quad (23)$$

当变换器处于模态 3 或 5 时,变换器输出功率变化量 ΔP_{out2} 可表示为:

$$\Delta P_{out2} = \Delta V_{out}I_L(k)(1 - D + D_{loss}) + V_{out}(k)\Delta I_{L2} + \Delta V_{out}\Delta I_{L2} \quad (24)$$

因此,预测输出功率可表示为:

$$P_{out}(k+1) = P_{out}(k) + \Delta P_{out1} + \Delta P_{out2} \quad (25)$$

由式 (11) 可得,变换器的参考输出功率为:

$$P_{ref} = V_{ref}I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{Z_L} + V_{ref}I^* \quad (26)$$

联立式 (25) 和 (26),构造预测输出功率与期望输出功率的误差代价函数,即:

$$P_{err} = P_{ref} - P_{out}(k+1) \quad (27)$$

在理想情况下,预测输出功率与期望输出功率的误差应为 0。令 $P_{err} = 0$,可得变换器最优控制量 D 表达式为:

$$D = [P_{ref} - P_{out}(k) - \Delta V_{out}(k)I_L + V_{out}(k)V_{ref} \frac{T_s}{2L_f} + V_{out}(k)\Delta V_{out} \frac{T_s}{2L_f}] / [(V_{out}(k) + \Delta V_{out}) \frac{V_{in} T_s}{K 2L_f}] + D_{loss} \quad (28)$$

改进型模型预测控制结构如图 7 所示。通过本章分析可知,丢失占空比 D_{loss} 与输入电压和负载电流的情况

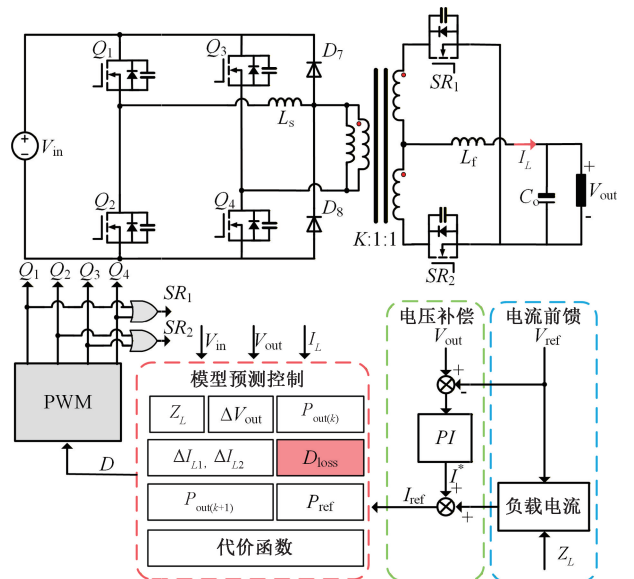


图 7 改进型模型预测控制

Fig. 7 Diagram of improved MPC

有关。针对该问题,通过数学建模将控制量 D 与丢失占空比 D_{loss} 解耦,可减小 D_{loss} 在动态过程中对控制量 D 的影响。最后,将改进型模型预测控制策略应用于电流内环,以提高变换器动态性能。

3 仿真与实验分析

3.1 仿真分析

用 Matlab/Simulink 搭建 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器仿真模型,对上述改进型模型预测控制策略进行仿真,以验证所提控制策略的有效性。Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器仿真参数如表 1 所示。

表 1 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器仿真参数

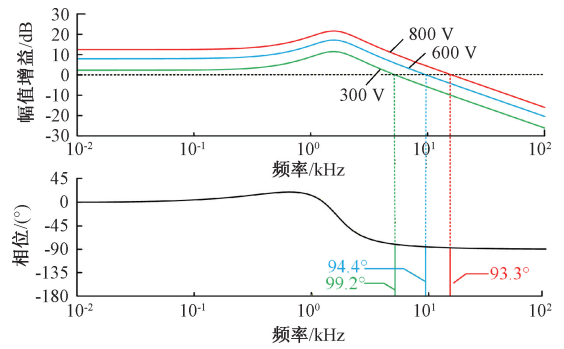
Table 1 Simulation parameters of Tr-Lag ZVS PSFB converter

参数	数值
输入直流电压 (V_{in})/V	300~800
输出直流电压 (V_{out})/V	12
变压器变比 (K)	16:1:1
谐振电感 (L_s)/ μH	9
滤波电感 (L_f)/ μH	3
滤波电容 (C_o)/ μF	4 000
开关频率 (f_s)/kHz	100

在传统双闭环控制策略中,为保证电流内环响应速度,电流内环穿越频率应为开关频率的 $1/10 \sim 1/5$,而电压外环穿越频率应为电流内环穿越频率的 $1/10 \sim 1/5$,相位裕度 $>30^\circ$ ^[35-36],但基于 PI 控制的双闭环系统仍属于线性系统。当输入电压较宽时,同一组电压/电流 PI 控制器参数难以在整个输入电压范围内满足穿越频率和相位裕度的要求。因此,为平衡系统稳定性与响应速度,需合理设计 PI 控制器参数。

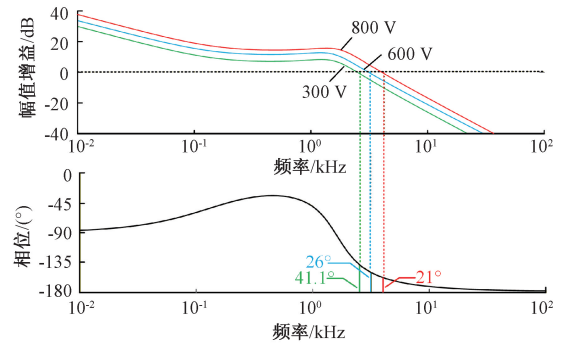
为了确保系统在整个输入电压范围内具有良好的动态性能。最终,电压外环比例增益取 $K_p = 2.6$,积分增益 $K_i = 2 400$,电流内环仅由比例控制器组成其比例增益取 $K_p = 0.5$ 。不同输入电压下系统电流内环与电压外环的伯德图如图 8 所示。为避免外环参数差异对实验结果产生干扰,保持所提控制策略和传统双闭环控制策略的电压外环控制器参数一致。

当系统发生负载突减(由满载 2.5 kW 突减至半载 1.25 kW)和负载突增(由半载 1.25 kW 突增至满载 2.5 kW)时,不同输入电压下变换器的仿真结果如图 9 所示。图中负载突减时刻与负载突增时刻分别设置在 0.15 与 0.25 s 处。



(a) 电流内环频率响应

(a) Frequency response of the current inner loop

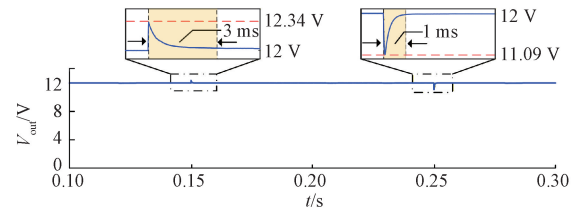


(b) 电压外环频率响应

(b) Frequency response of the voltage outer loop

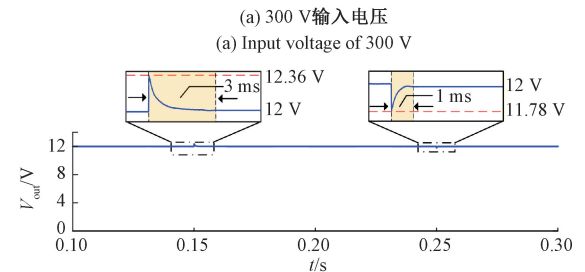
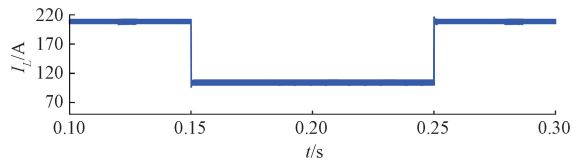
图 8 不同输入电压下系统伯德图

Fig. 8 Bode diagram of the system at different input voltages



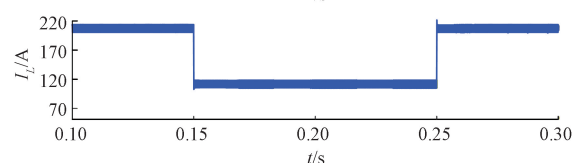
(a) 300 V 输入电压

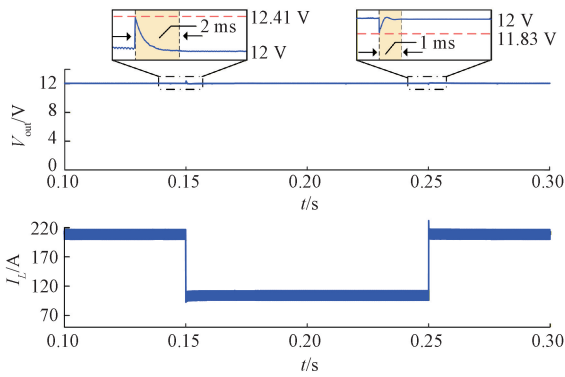
(a) Input voltage of 300 V



(b) 600 V 输入电压

(b) Input voltage of 600 V





(c) 800 V 输入电压
(c) Input voltage of 800 V

图 9 不同输入电压下负载突变仿真结果

Fig.9 Simulation results of load transients at different input voltages

变换器输入电压为 300 V 的仿真结果如图 9(a) 所示。系统负载突减时, V_{out} 过冲为 0.34 V, 恢复时间为 3 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲为 0.91 V, 恢复时间为 1 ms。变换器输入电压为 600 和 800 V 的仿真结果分别如图 9(b) 和 (c) 所示。在系统发生负载突变时, 随着输入电压的增大, V_{out} 过冲电压分别增大至 0.36 和 0.41 V, 但均控制在给定电压的 5% 以内; V_{out} 下冲电压分别减小至 0.22 和 0.17 V, 而恢复时间在整个输入电压范围内均在 5 ms 以下。

仿真结果表明, 采用所提控制策略, 变换器在整个输入电压范围内, 系统发生负载突变时能有效抑制输出电压过冲和下冲幅值, 且输出电压能快速跟踪给定电压, 验证了所提控制策略具有良好的动态性能。

3.2 实验验证

为验证所提控制策略可行性, Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器实验样机如图 10 所示。其中, 输入端直流电源采用 IT-M3912C-800-48, 输出端电子负载采用 ITECH-IT8918A, 控制芯片采用 TI 公司 TMS320F28335 数字信号处理器。

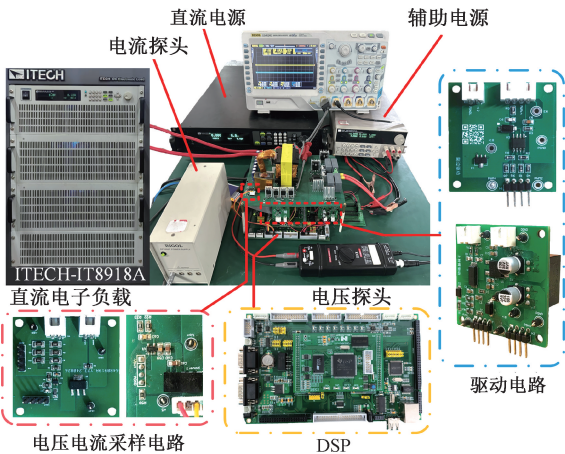


图 10 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器实验样机

Fig.10 Experimental prototype of Tr-lag ZVS PSFB

实验样机电路参数与表 1 一致, 部分功率器件型号如表 2 所示。

表 2 样机部分功率器件型号

Table 2 Power device models used in the prototype

名称	型号
一次侧开关管	IMW120R030M1H
二次侧开关管	IRFB4127PBF
高频变压器磁芯型号	EE60
高频变压器磁芯材质	PC95
一次侧箝位二极管	STTH512B-TR

Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器工作时的稳态实验波形如图 11 所示。变换器输入电压为 600 V, 并以满载 2.5 kW 启动, 开关管 Q_1 与 Q_4 (或 Q_2 与 Q_3) 移相导通产生方波电压 V_{AB} , V_{AB} 经全波整流后得到二次侧电压 V_s , 由于谐振电感的影响, V_s 存在占空比丢失 D_{loss} 。 $V_{gs1} \sim V_{gs4}$ 分别为开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动信号, 输出电压 V_{out} 能够稳定在给定电压 12 V。

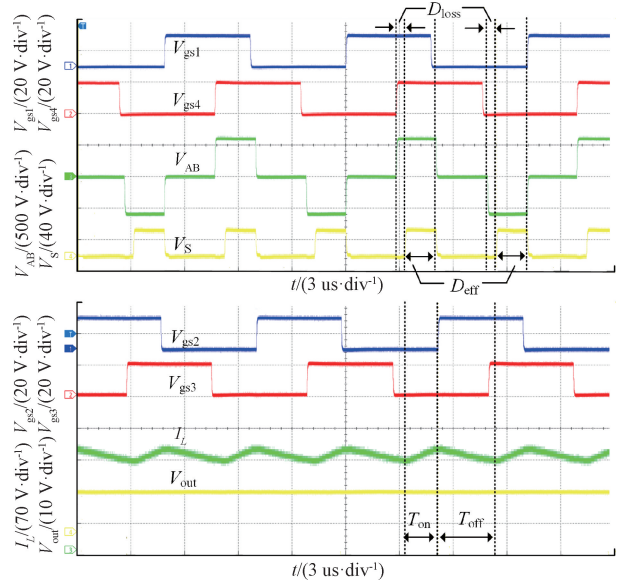


图 11 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器稳态实验波形

Fig.11 Steady-state waveform of Tr-lag ZVS PSFB converter

当变换器输入电压为 600 V 时, 不同控制策略下系统发生负载突变的实验波形如图 12 所示。在传统双闭环控制策略下, 如图 12(a) 所示。系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为 0.85 V, 恢复时间为 19 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 0.98 V, 恢复时间为 18 ms。

若采用滑模控制策略, 如图 12(b) 所示。系统负载突

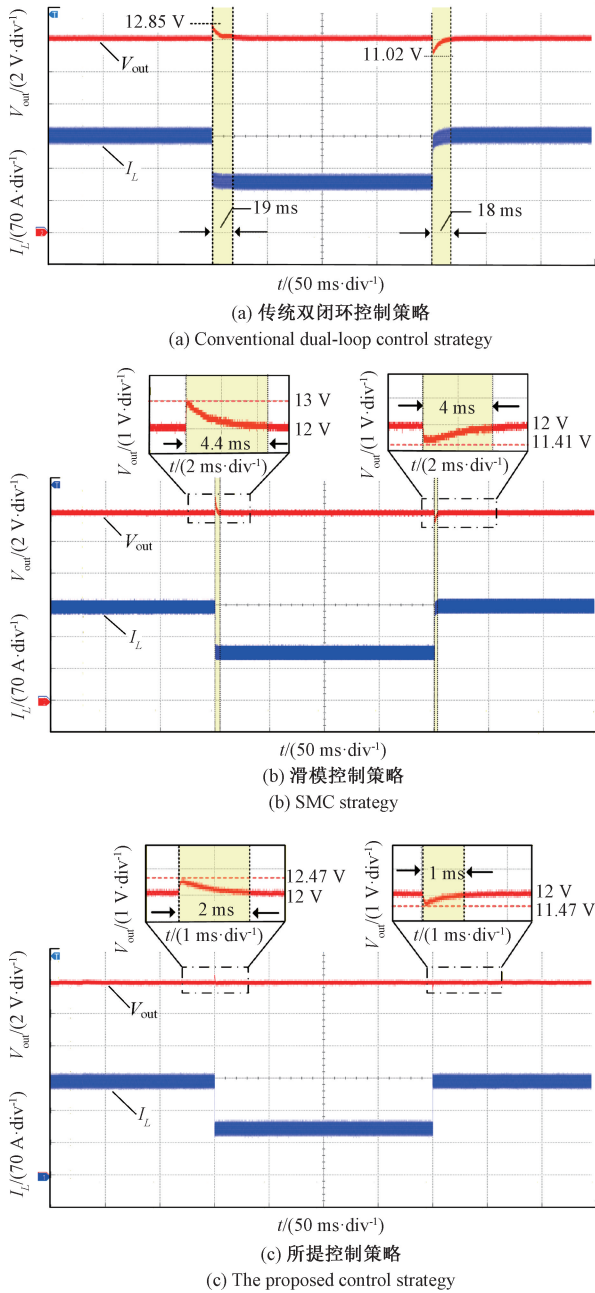


图 12 输入电压 600 V 不同控制策略下负载突变实验结果
Fig. 12 Experimental results of load transient under different control strategies when the input voltage is 600 V

减时, V_{out} 过冲电压为 1 V, 恢复时间下降至 4.4 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 0.59 V, 恢复时间下降至 4 ms。

而在所提控制策略下, 如图 12(c) 所示。系统负载突减时, V_{out} 的过冲为 0.47 V, 恢复时间仅为 2 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 0.53 V, 恢复时间仅为 1 ms。

该实验结果表明, 采用所提控制策略能有效抑制系统负载突变引起的输出电压过冲和下冲幅值, 并缩短系统恢复时间, 从而改善系统动态性能。

为验证所提控制策略在宽输入电压下的可行性和优越性, 分别采用传统双闭环控制策略、滑模控制策略以及所提控制策略, 对比变换器输入电压分别为 300 和 800 V 时的动态性能。

变换器输入电压为 300 V 时, 不同控制策略下系统发生负载突变时的实验波形如图 13 所示。

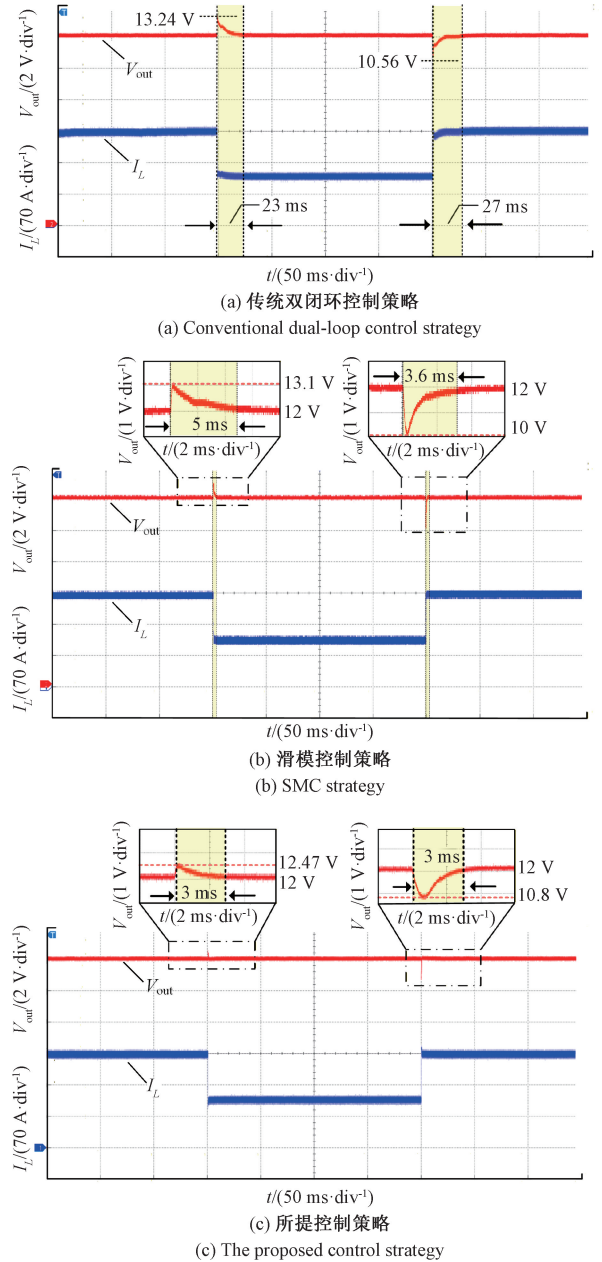


图 13 输入电压 300 V 不同控制策略下负载突变实验结果
Fig. 13 Experimental results of load transient under different control strategies when the input voltage is 300 V

在传统双闭环控制策略下, 根据图 8 分析可知, 由于输入电压减小, 系统幅频特性曲线整体下移, 导致穿越频率下降, 从而减小了系统响应速度。如图 13(a) 所示, 系

统负载突减时, V_{out} 过冲电压增大至 1.24 V, 恢复时间延长至 23 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压增大至 1.44 V, 恢复时间延长至 27 ms。输出电压过冲和下冲均已超过给定电压的 10%。

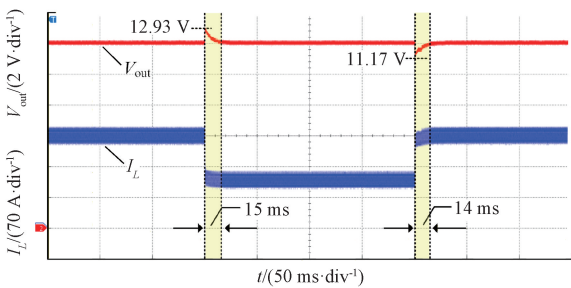
在滑模控制策略下, 如图 13(b) 所示, 系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为 1.1 V, 恢复时间缩短至 5 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 2 V, 恢复时间缩短至 3.6 ms。

在所提控制策略下, 如图 13(c) 所示, 由于补偿了占空比丢失, 系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为 0.47 V, 恢复时间为 3 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 1.2 V, 恢复时间为 3 ms。

变换器输入电压为 800 V 时, 不同控制策略下系统发生负载突变时的实验波形如图 14 所示。在传统双闭环控制策略下, 根据图 8 分析可知, 由于输入电压增大, 系统幅频特性曲线整体上移, 导致穿越频率增大响应速度加快, 但系统稳定性有所下降。如图 14(a) 所示, 系统负载突减时, V_{out} 过冲电压下降至 0.93 V; 恢复时间缩短至 15 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压下降至 0.83 V, 恢复时间缩短至 14 ms。

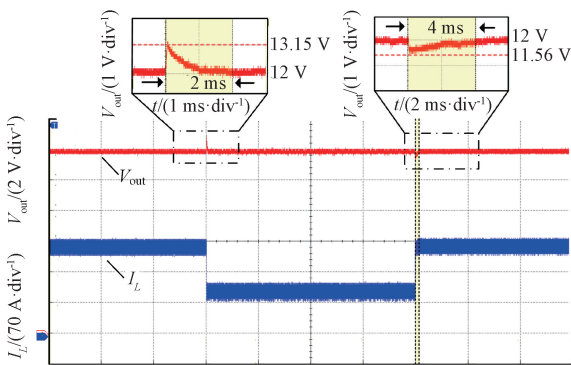
在滑模控制策略下, 如图 14(b) 所示, 系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为 1.15 V, 恢复时间缩短至 2 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 0.44 V, 恢复时间缩短至 4 ms。

在所提控制策略下, 如图 14(c) 所示, 系统负载突减



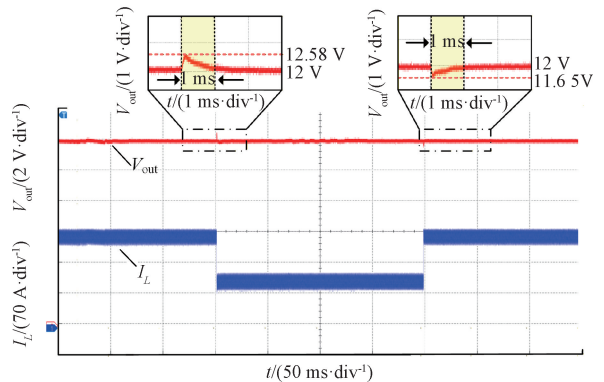
(a) 传统双闭环控制策略

(a) Conventional dual-loop control strategy



(b) 滑模控制策略

(b) SMC strategy



(c) 所提控制策略

(c) The proposed control strategy

图 14 输入电压 800 V 不同控制策略下负载突变实验结果
Fig. 14 Experimental results of load transient under different control strategies when the input voltage is 800 V

时, V_{out} 过冲电压为 0.58 V; 恢复时间仅为 1 ms; 系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为 0.35 V, 恢复时间为仅为 1 ms。

不同控制策略下的动态性能如表 3 所示。实验结果表明, 在宽输入电压下采用滑模控制策略, 系统负载发生变化时, 响应速度将得到改善, 但随着输入电压增大, 系统输出电压和电感电流的纹波有所增大; 相比于传统双闭环控制策略, 输出电压过冲略有增大, 且输出电压存在抖振。而采用所提控制策略, 变换器的动态性能明显优于传统双闭环控制策略和滑模控制策略。在整个输入电压范围内, 系统发生负载突增和突减时, 输出电压过冲均能控制在给定电压值的 5% 以内, 输出电压下冲均能控制在给定电压值的 10% 以内, 且在整个输入电压范围内恢复时间均 < 5 ms, 系统稳定性和动态特性均得到验证。

表 3 不同控制策略在宽输入电压下的动态性能

Table 3 Dynamic performance of different control strategies under wide input voltage

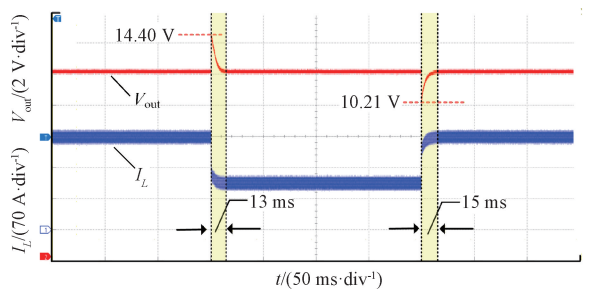
输入电压 /V	控制策略	输出电压/V 过冲/下冲	恢复时间/ms 过冲/下冲
300	传统双闭环控制	1.24/1.44	23/27
	滑模控制	1.1/2	5/3.6
	所提控制	0.47/1.2	3/3
600	传统双闭环控制	0.85/0.98	19/18
	滑模控制	1/0.59	4.4/4
	所提控制	0.47/0.53	2/1
800	传统双闭环控制	0.93/0.83	15/14
	滑模控制	1.15/0.44	2/4
	所提控制	0.58/0.35	1/1

3.3 消融实验

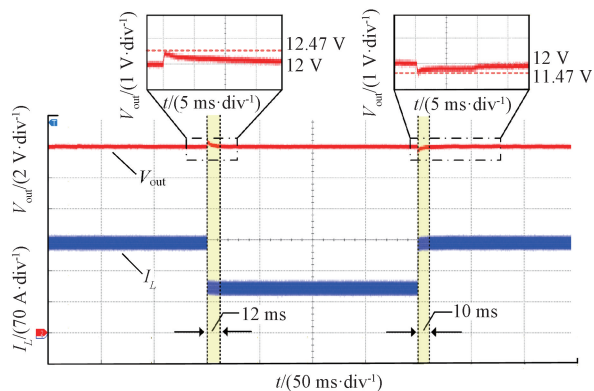
为分析所提控制策略中模型预测控制、负载电流前馈补偿与占空比补偿机制之间的协同效果。消融实验结果如图15~17所示。

变换器输入电压为600 V,系统发生负载突变时,采用无电流前馈补偿的控制策略实验结果如图15(a)所示。系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为2.4 V,恢复时间为13 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为1.79 V,恢复时间为15 ms。

采用无占空比补偿的控制策略实验结果如图15(b)所示。系统负载突减时, V_{out} 过冲电压下降至0.47 V,恢复时间为12 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为0.53 V,恢复时间为10 ms。



(a) 无电流前馈补偿控制
(a) Non-current-feedforward control



(b) 无占空比补偿控制
(b) Non-duty-cycle-compensation control

图15 输入电压600 V消融实验结果

Fig. 15 Results of ablation experiments when the input voltage is 600 V

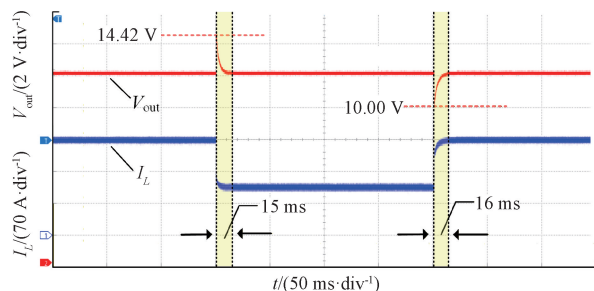
实验结果表明,相比于所提控制策略,未采用电流前馈补偿时,系统发生负载突变将引起输出电压出现较大过冲和下冲。未采用占空比补偿时,系统发生负载突变将引起恢复时间显著增加。

为进一步分析宽输入电压对各技术模块的影响,对比变换器输入电压分别为300和800 V时的消融实验。

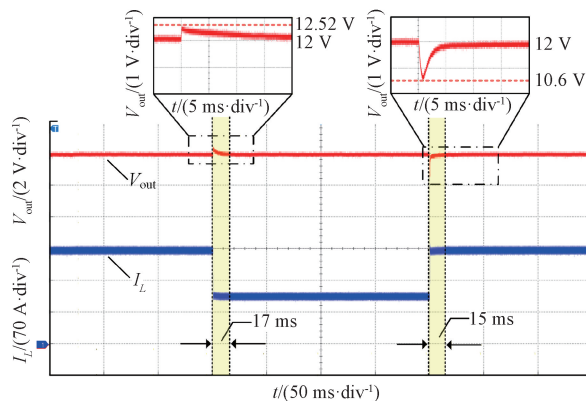
变换器输入电压为300 V,系统发生负载突变时,采用无电流前馈补偿的控制策略实验结果如图16(a)所

示。系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为2.42 V,恢复时间为15 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为2 V,恢复时间为16 ms。

采用无占空比补偿的控制策略实验结果如图16(b)所示,系统负载突减时, V_{out} 过冲电压下降至0.52 V,恢复时间为17 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为1.4 V,恢复时间为15 ms。



(a) 无电流前馈补偿控制
(a) Non-current-feedforward control



(b) 无占空比补偿控制
(b) Non-duty-cycle-compensation control

图16 输入电压300 V消融实验结果

Fig. 16 Results of ablation experiments when the input voltage is 300 V

变换器输入电压为800 V,系统发生负载突变时,采用无电流前馈补偿的控制策略实验结果如图17(a)所示。系统负载突减时, V_{out} 过冲电压为2.62 V,恢复时间为12 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为1.88 V,恢复时间为17 ms。

采用无占空比补偿的控制策略实验结果如图17(b)所示,系统负载突减时, V_{out} 过冲电压下降至0.57 V,恢复时间为6 ms;系统负载突增时, V_{out} 下冲电压为0.45 V,恢复时间为5 ms。

消融实验结果如表4所示。在整个输入电压范围内,采用无电流前馈补偿的控制策略,当系统负载突变时,输出电压过冲均超过给定电压的20%,输出电压下冲均超过给定电压10%;采用无占空比补偿的控制策略,当

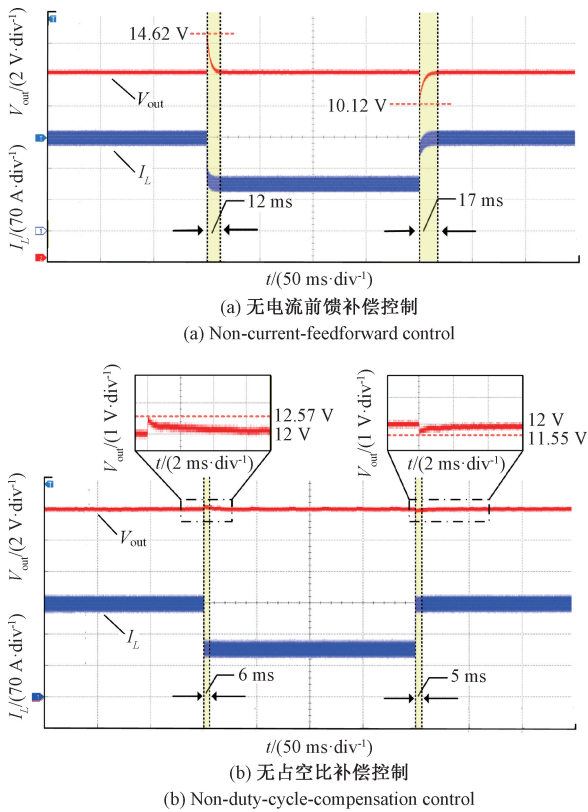


图 17 输入电压 800 V 消融实验结果

Fig. 17 Results of ablation experiments when the input voltage is 800 V

表 4 消融实验动态性能

Table 4 Dynamic performance of the ablation study

输入电压/V	控制策略	输出电压/V 过冲/下冲	恢复时间/ms 过冲/下冲
300	无电流前馈补偿控制	2.42/2	15/16
	无占空比补偿 (文献[29])	0.52/1.4	17/15
	所提控制	0.47/1.2	3/3
600	无电流前馈补偿控制	2.4/1.79	13/15
	无占空比补偿 (文献[29])	0.47/0.53	12/10
	所提控制	0.47/0.53	2/1
800	无电流前馈补偿控制	2.62/1.88	12/17
	无占空比补偿 (文献[29])	0.57/0.45	6/5
	所提控制	0.58/0.35	1/1

系统负载突变时,输出电压过冲和下冲虽明显减小,但恢复时间仍然较长。

实验结果表明,相比于传统双闭环控制策略,采用模型预测控制策略,系统发生负载突变时恢复时间显著缩短。而负载电流前馈补偿的引入则能有效抑制系统负载突变引起的输出电压波动;同时,根据式 (19)可知,当输

入电压与负载发生变化,占空比丢失 D_{loss} 随之变化,若对这部分占空比进行补偿可提高模型准确性,进一步改善系统动态响应性能。因此,所提控制策略中模型预测控制,负载电流前馈补偿,占空比补偿机制在变换器宽输入电压工况下协同作用,缺一不可。

4 结 论

通过分析 Tr-lag 型 ZVS 移相全桥变换器在稳态下的数学模型,并利用伯德图分析传统双闭环控制策略在宽输入电压条件下的不足,提出内环采用改进型模型预测控制策略。在环路设计中,电压外环引入负载电流前馈,解决了系统发生负载突变时输出电压过冲和下冲较大的问题。最后,将所提控制策略与传统双闭环控制策略以及滑模控制策略进行对比实验,得出结论为:

1) 所提控制策略的控制量 D 是由最小成本函数来确定的。因此,该方法能够计算出变换器所需最优控制量,提高了系统稳定性。同时,在电压外环引入负载电流前馈,抑制了负载突变时输出电压过冲和下冲,尤其适用于宽输入电压的应用场景。

2) 在稳态模型中将控制量 D 与占空比丢失 D_{loss} 解耦,再通过改进型模型预测控制策略对丢失占空比进行补偿,提高了变换器模型准确性,减小了输入电压和负载变化对系统动态性能的影响,进一步缩短了输出电压恢复至给定电压的时间。

参考文献

[1] 姚志力, 江斌开, 龚春阳, 等. 计及电动汽车充电负荷特性的区域多能源站规划设计[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3304-3318.

YAO ZH L, JIANG B K, GONG CH Y, et al. Planning and design of regional multi-energy stations considering electric vehicle charging load characteristics[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3304-3318.

[2] 王建渊, 郭俊玲, 闫瑾, 等. 基于 CLLC 变频扩展移相分段调制的宽增益车载充电机研究[J]. 电工技术学报, 2025, 40(18): 5998-6013.

WANG J Y, GUO J L, YAN J, et al. Research on wide gain vehicle charger based on CLLC frequency conversion extended phase shift segment modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(18): 5998-6013.

- [3] PRASANTHI A, SHAREEF H, ERROUSSI R, et al. Optimal sizing and dynamic energy source characteristics of hybrid electric vehicles: A comprehensive review and future directions[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 44695-44729.
- [4] WANG C, ZHENG P F, BAUMAN J. A review of electric vehicle auxiliary power modules: Challenges, topologies, and future trends[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2023, 38(9): 11233-11244.
- [5] MOON D, PARK J, CHOI S. New interleaved current fed resonant converter with significantly reduced high current side output filter for EV and HEV applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(8): 4264-4271.
- [6] KIM I, PARK J W. Integration of DC-DC converters for OBC, LDC, and TC in electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(3): 5533-5543.
- [7] ZHU L Y, BAI H, BROWN A, et al. Design a 400 V-12 V 6 kW bidirectional auxiliary power module for electric or autonomous vehicles with fast precharge dynamics and zero DC-bias current[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(5): 5323-5335.
- [8] 丁超, 李勇, 姜利, 等. 电动汽车直流充电系统 LLC 谐振变换器软开关电压边界分析[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(1): 3-11.
DING CH, LI Y, JIANG L, et al. Analysis of soft switching voltage boundary of LLC resonant converter for EV DC charging system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(1): 3-11.
- [9] LYU D S H, SOEIRO T B, BAUER P. Multiobjective design and benchmark of wide voltage range phase shift full-bridge DC-DC converters for EV charging application[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 10(1): 288-304.
- [10] 刘超, 周明珠, 陈孝莺, 等. 适用 400 V 或 800 V 电池的电动汽车无线充电系统的可重构拓扑[J]. *仪器仪表学报*, 2025, 46(3): 242-249.
LIU CH, ZHOU M ZH, CHEN X Y, et al. Reconfigurable topology for electric vehicle wireless charging systems tolerating 400 V or 800 V battery[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2025, 46(3): 242-249.
- [11] AGHABALI I, BAUMAN J, KOLLMEYER P J, et al. 800V electric vehicle powertrains: Review and analysis of benefits, challenges, and future trends [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(3): 927-948.
- [12] KIM D H, KIM M J, LEE B K. An integrated battery charger with high power density and efficiency for electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(6): 4553-4565.
- [13] LEE D W, LEE B S, AHN J H, et al. New combined OBC and LDC system for electric vehicles with 800 V battery[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(10): 9938-9951.
- [14] LYU D S H, SOEIRO T B, BAUER P. Design and implementation of a reconfigurable phase shift full bridge converter for wide voltage range EV charging application[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1): 1200-1214.
- [15] LIM C Y, JEONG Y, MOON G W. Phase shifted full bridge DC-DC converter with high efficiency and high power density using center tapped clamp circuit for battery charging in electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 10945-10959.
- [16] SHU L C, CHEN W, MA D J, et al. Analysis of strategy for achieving zero current switching in full bridge converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(7): 5509-5517.
- [17] KARPPANEN M, HANKANIEMI M, SUNTIO T, et al. Dynamical characterization of peak-current-mode-controlled buck converter with output-current feedforward[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(2): 444-451.
- [18] FURUKAWA Y, SHIBATA Y, ETO H, et al. Static analysis of a digital peak current mode control DC-DC converter using current-frequency conversion[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(7): 7688-7704.

- [19] 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 M, WANG D ZH, LI ZH. 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.
- [20] 刘城,陈正格,王磊,等. 基于负载电流的自适应脉冲序列控制移相全桥变换器[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(7): 77-85.
LIU CH, CHEN ZH G, WANG L, et al. Adaptive pulse train control for phase shift full bridge converters based on load current[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(7): 77-85.
- [21] WEI Q, WU B, XU D W, et al. Model predictive control of capacitor voltage balancing for cascaded modular DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 752-761.
- [22] WEI SH SH, ZHAO ZH M, LI K, et al. Deadbeat current controller for bidirectional dual-active-bridge converter using an enhanced SPS modulation method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(2): 1274-1279.
- [23] 马智, 蔺红, 樊艳芳. 基于模型预测控制的输入并联输出串联双有源桥变换器均压控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(22): 12-21.
MA ZH, LIN H, FAN Y F. Model predictive control-based voltage equalization control strategy for an input-parallel output-series dual active bridge converter [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(22): 12-21.
- [24] 冯兴田, 代站疆, 宋旭. Vienna 整流器低开关频率双矢量模型预测控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(11): 172-183.
FENG X T, DAI ZH J, SONG X. Predictive control strategy of low switching frequency double-vector model for Vienna rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(11): 172-183.
- [25] CHOI D K, LEE K B. Dynamic performance improvement of AC-DC converter using model predictive direct power control with finite control set [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 757-767.
- [26] 周运红, 张爱民, 黄晶晶, 等. 基于动态事件触发的 Vienna 整流器模型预测控制 [J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2040-2050.
ZHOU Y H, ZHANG AI M, HUANG J J, et al. Dynamic event-triggered model predictive control for Vienna rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2040-2050.
- [27] 郑伟杰, 周扬忠, 钟天云, 等. 基于扩充虚拟矢量的永磁同步电动机模型预测直接转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(7): 296-304.
ZHENG W J, ZHOU Y ZH, ZHONG T Y, et al. Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(7): 296-304.
- [28] SAEED J, WANG L P, FERNANDO N. Model predictive control of phase shift full-bridge DC-DC converter using laguerre functions[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2021, 30(2): 819-826.
- [29] BAK Y, LEE Y J, LEE K B. Dynamic characteristic improvement of phase-shift full-bridge center-tapped converters using a model predictive control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1488-1497.
- [30] LIU B ZH, TANG Y, GE L J, et al. Feedforward compensation for phase-shifted full-bridge DC-DC converter under peak current mode control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6840-6851.
- [31] 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 N ZH, E L M, MA T, et al. Improvement of phase-shifted full-bridge converter for electric vehicle [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(9): 70-77.
- [32] 郭强, 张帆云, 李海啸, 等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 101-116.
GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. High-efficiency

- four-switch Buck-Boost converter multi-mode control strategy[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 101-116.
- [33] 郭强,杨鑫宇,李山,等. 航空应用宽变频输入电流型 PWM 整流器高功率因数运行控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(12): 85-97.
- GUO Q, YANG X Y, LI SH, et al. High power factor control of wide AC input frequency range current-source PWM rectifiers for aerospace applications[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(12): 85-97.
- [34] 李山, 马雯, 郭强, 等. 非理想电网条件下 PWM 整流器优化预测功率控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4745-4756.
- LI SH, MA W, GUO Q, et al. Optimal predictive power control of PWM rectifier under nonideal grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4745-4756.
- [35] RIDLEY R B. A new continuous-time model for current-mode control (power convertors)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2): 271-280.
- [36] MIRZAEVA G, GOODWIN G C, MCGRATH B P, et al. A generalized MPC framework for the design and

comparison of VSI current controllers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5816-5826.

作者简介



罗予贤, 2023 年于四川轻化工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为研究方向为 DC/DC 变换器及其控制技术。

E-mail: luoyuxian@stu.cqut.edu.cn

Luo Yuxian received his B. Sc. degree from Sichuan University of Science and Engineering in 2023. He is currently a master's student at Chongqing University of Technology. His main research interests include DC/DC converters and their control technologies.



郭强(通信作者), 2010 年于西南大学获得硕士学位, 2015 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 主要研究方向为 PWM 整流器、混合微电网及储能系统等。

E-mail: guoqiang@cqut.edu.cn

Guo Qiang (Corresponding author) received his M. Sc. degree from Southwest University in 2010, and his Ph. D. degree from Chongqing University in 2015. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include PWM rectifiers, hybrid microgrid and power storage systems.