

# 储能系统中双两电平电压源逆变器的两阶段模型预测控制方法

龚仁喜<sup>1</sup>, 张智昂<sup>1</sup>, 曾晓彤<sup>2</sup>

(1. 广西大学电气工程学院, 南宁 530004; 2. 襄阳汽车职业技术学院机电工程系, 湖北 襄阳 441021)

**摘要:** 针对大功率电动汽车 (electric vehicles, EVs) 的运行特点, 基于开放式绕组感应电机的驱动方式成为电动汽车重要研究趋势之一。与传统感应电机相比, 开放式绕组感应电机 (open-end winding induction motor, OEWIM) 在给定的扭矩下只需要直流母线电压的一半。基于此, 文中提出了一种基于双两电平电压源逆变器 (voltage source inverter, VSI) 供电的电动汽车储能系统两阶段模型预测直接转矩控制 (MPDTC) 方法, 以实现 EVs 储能系统中荷电状态 *SoC* (state-of-charge) 均匀分布。该方法通过合理选择 VSI 电压矢量来平衡电池 *SoC*, 且不需要加权因子调整, 并采用排序方法预测最优电压向量。最后, 通过仿真和硬件实验测试, 验证了所提方法在 EVs 在不同工况下城市和高速的驱动性能。

**关键词:** 电动汽车; 模型预测直接转矩控制; 开放式绕组感应电机; 电池 *SoC* 控制

## Two-stage Model Predictive Control Method for Dual-level voltage Source Inverter in Energy Storage System

GONG Renxi<sup>1</sup>, ZHANG Zhi'ang<sup>1</sup>, ZENG Xiaotong<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China; 2. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Xiangyang Automobile Vocational and Technical College, Hubei Xiangyang 441021, China)

**Abstract:** According to the running characteristics of high-power electric vehicles (EVs), the driving mode based on open winding induction motor has become one of the important research trends. Compared with traditional induction motors, open-end winding induction motors (OEWIM) require only half the DC bus voltage at a given torque. Based on this, this paper proposes a two-stage model predictive direct torque control (MPDTC) method for electric vehicle energy storage system based on voltage source inverter (VSI) power supply. To achieve uniform distribution of state of charge (*SoC*) in EVS energy storage system. In this method, the VSI voltage vector is selected reasonably to balance the battery *SoC* without weighting factor adjustment, and the optimal voltage vector is predicted by sorting method. Finally, the driving performance of city and highway under different EVS conditions is verified by simulation and hardware experiment.

**Key words:** electric vehicles (EVs); model predictive direct torque control; open-end winding induction motor; battery *SoC* control

## 0 引言

电力运输是可持续发展的需要, 因为它能极大减少二氧化碳排放, 特别是在城市地区。国家出台多项法规, 以促进在公共交通服务中使用电动汽车 (electric vehicles, EVs)<sup>[1]</sup>。据估计, 到 2030 年, 电动汽车将占总车辆的三分之一<sup>[2]</sup>。目前大多数小型汽车使用永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motors, PMSMs) 作为原动机, 而用于永磁同步电机的稀土磁性材料供应有限且价格昂贵<sup>[3-5]</sup>。开发基于不依赖永磁体的替代电机的驱动系统是电动汽车的一个新兴研究方向。感应电机 (induction motors, IMs) 在工业上得到了广泛的应用, 与永磁同步电动机相比, 永磁同步电动机功率密度较和效率低。因此, 提高 IMs 的功率密度和驱动范围是重要研究趋势<sup>[6-7]</sup>。

从安全的角度来看, 低电压电池在 24~96 V 范围内是电动汽车的首选。然而, 低电压水平需要厚导体来承载更高的电流<sup>[8]</sup>, 故 IM 的尺寸会增大; 而电压较高的 IMs (比如在 100~400 V 范围内) 更适合重型电动汽车, 相应的逆变器直流母线电压需要在 200~800 V 范围内<sup>[9]</sup>。更高的直流母线电压可以通过串联电池或使用合适的高增益 DC/DC 变换器来实现。蓄电池串接降低了可靠性, 增加了蓄电池组的尺寸、成本和重量<sup>[10]</sup>。由于现有的 DC/DC 变换器增益较低 (小于 3), 这就需要多级的 DC/DC 变换器, 这也会增加损耗和尺寸。因此, 上述问题可以通过使用开放式绕组感应电动机 (open end winding induction motors, OEWIM) 来解决<sup>[11]</sup>。与传统的 IM 相比, OEWIM 可在一半直流母线电压的情况下产生相同的扭矩。此外, 双两电平电压源逆变器 (voltage source inverter, VSI) 的 OEWIM 减少了谐波, 类似

于三电平电压源逆变器。与传统的 IM 不同, OEWIM 由两条独立的直流母线供电, 且含有容错运行 (fault-tolerant operation, FTO) 的能力, 具有更高的可靠性。电动汽车的驱动方式通常为前轮驱动、后轮驱动、四轮驱动和全轮驱动等<sup>[12]</sup>。虽然前轮驱动 (front-wheel drive, FWD) 和后轮驱动 (rear-wheel drive, RWD) 都很经济, 但它们缺乏 FTO。四轮驱动和全轮驱动是分开控制的, 驱动性能好, 但在故障模式下需要复杂的控制动作。在四轮驱动 (four-wheel drive, 4WD) 中, 前后桥和车轮之间采用差速器, 确保了安全稳定的转弯和向前加速。此外, 在任何一个电机故障的情况下, 4WD 可以作为 FWD 或 RWD 相应地运行。因此, 文中研究对象为两个 OEWIM 驱动的 4WD 电动汽车, 其驱动示意图见图 1。

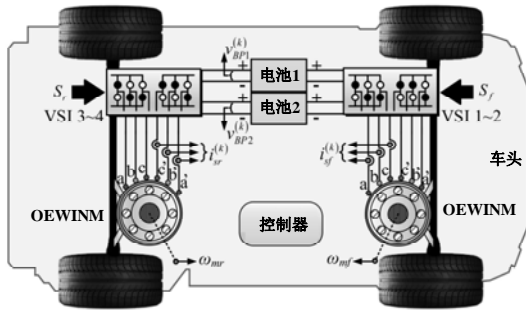


图 1 基于双 OEWIM 的 4WD 电动汽车示意图  
Fig. 1 Dual OEWIM based 4WD topology for EVs

OEWIM 中电气参数的变化会导致转矩和速度响应的显著变化。这些转矩和速度的变化会影响电动汽车在运行过程中的性能<sup>[13]</sup>。直接转矩控制 (DTC) 具有快速准确的转矩响应和避免参数变化的不确定性等优点, 适用于电动汽车的应用<sup>[14]</sup>。此外, 与其他控制技术相比, 直接转矩控制的计算复杂度较小, 不需要变量解耦和矩阵变换<sup>[15]</sup>。文[16]中提出了一种基于 DTC 的电动汽车 OEWIM 4WD 与双隔离电池组 BPs (battery packs) 的驱动系统。该系统具有较低的直流母线电压, 当前驱动和后驱动的其中一个逆变器出现故障时, 仍能够产生全扭矩。然而, 这种驱动系统的局限性是, 由于环境条件、老化、充电特性、内阻和充电水平等, 会造成电池组变弱, 负载变大, 且不平衡, 最终电动汽车性能下降。也难辞, 电池组需要按比例分配功率, 在相同电压水平下进行放电, 才能达到优异的驱动性能。

近年来, 一些基于 DSP 和 FPGA 的高性能控制器正成为满足高速优化计算要求的选择。如模型预测控制 (model predictive control, MPC), MPC 可以提前几步预测 IM 驱动器的性能, 并可以选择最合适的电压矢量, 以获得良好的转矩性能和低转矩脉动。

这可通过为控制器选择较低的采样率, 从而降低开关频率来实现<sup>[17-25]</sup>。基于此, 文中采用 MPDTC 对未来的转速和转矩进行估计, 获得预测层的总功率需求, 同时, 通过优化 MPDTC 目标函数, 完成双 OEWIM 驱动的 4WD 电动汽车电池系统实现有功功率的合理分配, 以实现电池系统的荷电状态 SoC (state-of-charge) 平衡。

## 1 含 SoC 平衡的 MPDTC 控制器设计

### 1.1 车速与扭矩分配

速度控制和转矩参考计算的方框图见图 2。

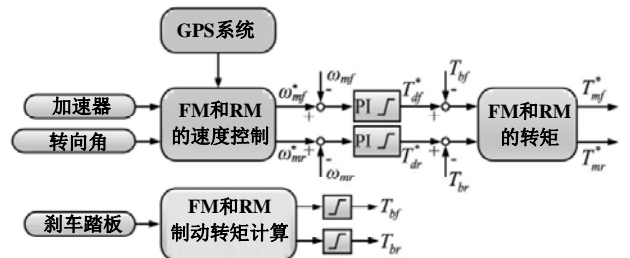


图 2 转速控制和转矩参考计算

Fig. 2 Speed control and torque reference calculation unit

前驱 FM 的参考速度  $\omega_{mf}^*$  和转向角度  $\delta$  可以手动设置 (通过加速踏板、刹车踏板和转向), 也可以自动设置 (使用 GPS 数据); 后驱 RM 的参考速度  $\omega_{mr}^*$  由  $\omega_{mf}^*$  根据式 (1) 计算

$$\omega_{mr}^* = \omega_{mf}^* \cos \delta \quad (1)$$

利用车速度编码器感知 FM 和 RM 实际速度  $\omega_{mf}$  和  $\omega_{mr}$ , 并作为速度控制器的反馈。采用两个单独的比例积分 (PI) 控制器分别对 FM ( $T_{df}^*$ ) 和 RM ( $T_{dr}^*$ ) 产生参考驱动力矩, 控制 FM 和 RM 对应的速度误差信号。  $T_{bl}$  ( $l \in \{f, r\}$ ) 表示电动汽车在制动过程中产生的总扭矩。设  $T^*$  为驱动车辆所需的总参考扭矩, 它取决于作用在车辆上的各种力因素, 包括车辆的总质量。基于施加在双 OEWIM 4WD 电动汽车前后轮上的纵向力, 分别采用 FM 和 RM 计算出相应的扭矩。因此, 通过求解无约束非线性优化问题, 可以得到 FM ( $T_{df}^*$ ) 和 RM ( $T_{dr}^*$ ) 的最优转矩分配, 其目标函数可表示为式 (2)。以转矩分配因子 “W” 为优化变量, 可由式 (3) 计算

$$T_{mf}^* = \min \left\{ (T_{df}^* - T_{bf}), (R_{\omega} F_{xf}) \right\} = WT^* \quad (2)$$

$$T_{mr}^* = \min \left\{ (T_{dr}^* - T_{br}), (R_{\omega} F_{xr}) \right\} = (1 - W)T^* \quad (2)$$

$$\omega_{mr}^* = \omega_{mf}^* \cos \delta \quad (3)$$

式 (2)、(3) 中,  $F_{xf}$  和  $F_{xr}$  分别是前端和后端的差速器所需要的纵向力。

## 1.2 双 VSI 模型的开关状态

设  $k$  表示第  $k$  个(当前)样本, 采样时间为  $T_s$ 。双 2L-VSI 的每个分支的开关状态, 即  $S_{al}^{(k)}$ 、 $S_{bl}^{(k)}$ 、 $S_{cl}^{(k)}$ 、 $S_{a'l}^{(k)}$ 、 $S_{b'l}^{(k)}$ 、 $S_{c'l}^{(k)}$  可在‘1’或‘0’状态下运行。第  $k$  个相电压样本可以从测量的直流端口电压 ( $V_{BP1}^{(k)}$  &  $V_{BP2}^{(k)}$ ) 使用这些内部产生的开关状态式(4)合成, 从而将电压传感器的数量减少到两个

$$\begin{bmatrix} v_{aa'l}^{(k)} \\ v_{bb'l}^{(k)} \\ v_{cc'l}^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{al}^{(k)} \\ S_{bl}^{(k)} \\ S_{cl}^{(k)} \end{bmatrix} V_{BP1}^{(k)} - \begin{bmatrix} S_{a'l}^{(k)} \\ S_{b'l}^{(k)} \\ S_{c'l}^{(k)} \end{bmatrix} V_{BP2}^{(k)}, l \in \{f, r\} \quad (4)$$

双 2L-VSI 馈电 OEWIM 驱动器可能的开关状态为 64(26), 见图 3。这些开关状态对应的电压矢量(VV)分为大(6)、中(12)、小(36)和零(10)。在中小矢量中适当使用冗余可以降低开关损耗、容错运行和 SoC 平衡。36 个小的 VVs。当连接到 OEWIM 的一个逆变器失败时, 24 个小 VVs 可以与 4 个零 VVs(78', 88', 87', 77)一起使用。剩余 12 个小 VVs 用于 OEWIM 正常运行。总的来说, 34 个 VVs(大: 6, 中: 12, 小: 12, 零: 4)对基于 MPDTC 的 OEWIM 驱动器的运行是有效的。

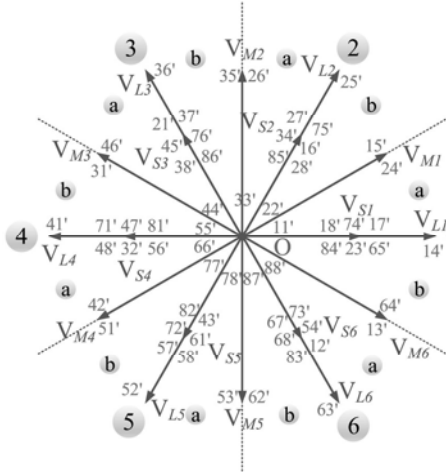


图 3 双 VSI 馈电 OEWIM 驱动器的可能 VVs  
Fig. 3 Possible VVs for dual VSI fed OEWIM drive

## 1.3 单步延迟补偿 OEWIM 模型

OEWIM 模型在两相不变的  $\alpha\beta$  (静止)坐标系中进行分析, 见式(5), 其中  $X$  是一个通用变量, 表示对应于电压( $v$ )或电流( $i$ )或通量( $\psi$ )变量的空间矢量。

$$X_{sl}^{(k)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{m=1}^3 \sum_{l \in \{f, r\}} X_{ph,l}^{(k)} e^{j \frac{2\pi(m-1)}{3}} \quad (5)$$

式(5)中:  $ph \in \{aa', bb', cc'\}$  表示 FM 和 RM 的激活阶段;  $m$  表示相数; 上标  $k$  表示当前样本。OEWIM 的磁链估计模型为式(6), 采用后向欧拉近似来定义电机的动力学。在简化的 OEWIM 模型忽略了齿槽转矩、磁饱和、磁滞和涡流损耗。

$$\begin{bmatrix} \psi_{sl}^{(k)} \\ \psi_{rl}^{(k)} \end{bmatrix} = (I + A^{(k-1)} T_s) \begin{bmatrix} \psi_{sl}^{(k-1)} \\ \psi_{rl}^{(k-1)} \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} v_{sl}^{(k-1)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

OEWIM 的状态空间离散时间模型见式(7)-(10)。闭环控制驱动器的响应可以通过延迟补偿来改善反馈传感器的延迟, 故采用前欧拉近似。利用第  $k$  个状态的定子磁链和电压信息, 得到第  $k+1$  个状态的定子磁链信息。此外, 从( $k+1$ )状态的定子磁链信息可以得到( $k+1$ )状态时的预测电流。式(10)为 FM 和 RM 的速度动态关系。

$$\begin{bmatrix} \psi_{sl}^{(k+1)} \\ \psi_{rl}^{(k+1)} \end{bmatrix} = (I + A^{(k)} T_s) \begin{bmatrix} \psi_{sl}^{(k)} \\ \psi_{rl}^{(k)} \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} v_{sl}^{(k)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sl}^{(k+1)} \\ i_{rl}^{(k+1)} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \psi_{sl}^{(k+1)} \\ \psi_{rl}^{(k+1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$T_{ml}^{(k+1)} = \Im(p \bar{\psi}_{sl}^{(k+1)} i_{sl}^{(k+1)}) \quad (9)$$

$$\omega_{rl}^{(k+1)} = \omega_{rl}^{(k)} + \frac{p T_s}{J} (T_{ml}^{(k)} i_{Ll}^{(k)}) \quad (10)$$

式(7)-(10)中:  $I$  表示  $2 \times 2$  的复数单位矩阵作为复数算子;  $T_{ml}^{(k+1)}$  为电磁转矩由 FM 和 RM 设置。

## 1.4 功率分配分析

电动汽车的最大功率需求是由最高转速和最大扭矩的乘积决定的。4WD 中 OEWIM 的等级是根据最大功率需求决定的, 而不考虑可用的电池组能量。在稳态条件下, FM ( $P_{sf}$ )和 RM ( $P_{sr}$ )对定子的输入功率表示为

$$P_{sl} = R_{sl} [(i_{sl}^{\alpha})^2 + (i_{sl}^{\beta})^2] + \frac{\omega_{rl}}{p_l} T_{ml}, l \in \{f, r\} \quad (11)$$

根据式(11), 由式(1)、(2)所决定的转速和转矩的分配, 决定了轴的总功率如何分配。通过调整分配系数  $W$  可调节来自两个电池组的功率流。例如, 电动汽车的总电流需求  $I^*$  分配在 4 个 VSIs 中,  $i_1 \dots i_4$  为输入电流。FM( $i_{FM}$ )和 RM( $i_{RM}$ )的电流需求可以表示为

$$i_{FM} = i_1 + i_2 = W I^*, i_{RM} = i_3 + i_4 = (1 - W) I^* \quad (12)$$

当电动汽车加速时, RM 比 FM 负载更大, 因此  $W$  ( $0 < W < 0.5$ ) 被调小, 以满足 RM 更高的电流需求。当电动汽车处于减速模式时, 调频比 RM 负载更多, 而  $W$  ( $0.5 < W < 1$ ) 被调到更高的值, 以满足 FM 更高的电流需求。为了实现电池组间的功率分配, 需要采用库仑计数法估计两个 BP 的 SoC

$$\text{SoC}_n = \text{SoC}_n^{(0)} - \frac{1}{C_n} \int i_n dt, n \in \{BP1, BP2\} \quad (13)$$

式(13)中,  $\text{SoC}_n^{(0)}$ 、 $C_n$  和  $i_n$  分别表示初始 SoC、电池组容量和从电池组获得的电流。由于 BP 内部阻

抗的存在, 电动汽车运行过程中存在电池电压波动的可能性。这导致两个 BP 的 SoC 不同, 从而从 BP 得到不相等的电流。为了在时间间隔  $t$  内平衡 SoC, 需要从冗余 VV 中选择适当的切换向量。 $\alpha\beta$  坐标下连接 FM/RM 的各逆变器的电压矢量分布示意图及它们之间的功率分配见图 4。

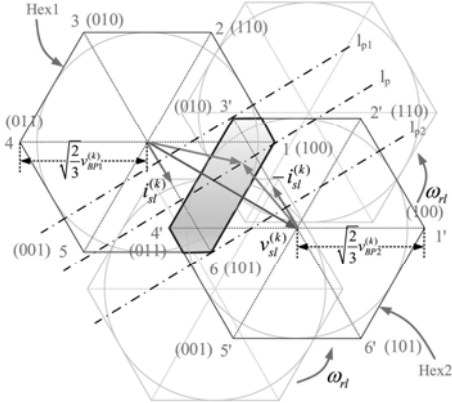


图 4 连接 FM 和 RM 的逆变器之间的功率分配  
Fig. 4 Power sharing between the inverters connected to FM and RM

### 1.5 基于 MPDTC 的 SoC 平衡方法

在传统的 MPDTC 中, 最优矢量的选择是基于与转矩和磁链控制目标相关的成本函数, 因此, OEWIM 4WD 中 BP 的 SoC 不能保持在同一水平。文中在转矩和磁链控制目标的基础上, 通过集成 SoC 误差对应的目标器来实现 BP 的 SoC 平衡, 见图 5。

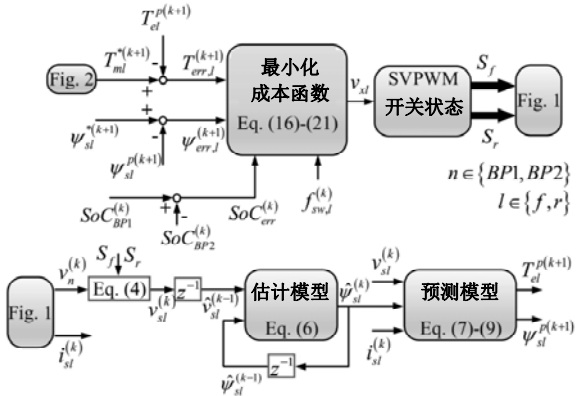


图 5 具有 SoC 平衡的 MPDTC 控制器的 4WD EV  
Fig. 5 Proposed MPDTC controller with SoC balancing for dual OEWIM based 4WD EV

与带有 SoC 平衡和开关频率控制的改进 MPDTC 相关的成本函数为

$$g_l^{(k+1)} = \lambda_T (g_{T,l}^{(k+1)})^2 + \lambda_\psi (g_{\psi,l}^{(k+1)})^2 + \lambda_{SoC} (g_{SoC}^{(k)})^2 + \lambda_{sw} (g_{sw,l}^{(k)})^2 \quad (14)$$

式(14)中:  $g_{T,l}^{(k+1)}$ 、 $g_{\psi,l}^{(k+1)}$ 、 $g_{SoC}^{(k)}$ 、 $g_{sw,l}^{(k)}$  分别为控制目标; 权重因子 ( $\lambda_T$ 、 $\lambda_\psi$ 、 $\lambda_{SoC}$ 、 $\lambda_{sw}$ ) 均设置为 0.25, 为了消除在线/离线调优的缺点。因此, 成本函数  $g_l^{(k+1)}$  的值在极限  $[0, 1]$  内得到, 该极限直接使用当

前电压向量  $v_{sl}^{(k)}$ 。通过一步预测实现这些目标函数是困难的。因此, 需要使用未来电压矢量  $v_{sl}^{(k+1)}$  进行两步预测来补偿控制器的延迟问题。为了实现两步预测控制目标, 可以将式(14)中与改进的 MPDTC 相关的成本函数重新表示为

$$g_l^{(k+2)} = \lambda_T (g_{T,l}^{(k+2)})^2 + \lambda_\psi (g_{\psi,l}^{(k+2)})^2 + \lambda_{SoC} (g_{SoC}^{(k+1)})^2 + \lambda_{sw} (g_{sw,l}^{(k+1)})^2 \quad (15)$$

所提出的 MPDTC 控制器的主要优点是在降低计算负担的同时具有更好的驱动性能。在两阶段选择过程中评估了该方法的潜在效益, 以优化 VV 选择和减少计算负担。第一步是用目前的优化电压向量来评估成本函数  $g_l^{(k+2)}$ , 而不是对所有 64 个可用电压向量进行评估。 $g_l^{(k+2)}$  评估值在限值  $[0, 1]$  内被量化。可用的 VV 分为 4 组(大、中、小和零), 其大小不同。由于不同的 VV 组对转矩和磁链的影响不同, 因此有必要对  $g_l^{(k+2)}$  进行进一步分类。将式(15)中生成的成本函数细分为 4 组, 生成成本函数指数  $g_{x,l}^{(k+2)}$ 。

$$g_l^{(k+2)} = \begin{cases} +3, & g_l^{(k+2)} \geq 0.7 \\ +2, & 0.7 \geq g_l^{(k+2)} \geq 0.6 \\ +1, & 0.6 \geq g_l^{(k+2)} \geq 0.3 \\ 0, & 0.3 \geq g_l^{(k+2)} \geq 0 \end{cases} \quad (16)$$

最优电压矢量选择及 SVPWM 的实现图见图 6。

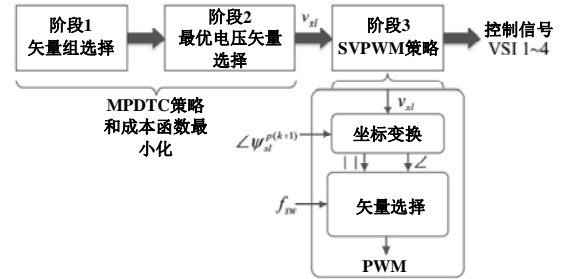


图 6 最优电压矢量选择及 SVPWM 实现  
Fig. 6 Optimal voltage vector selection and SVPWM implementation

第二阶段是在排序分析的基础上选择最优的 VV, 以改善电路和磁链性能以及 SoC。由于文中考虑了 4 个控制目标, 所选 VV 组中的每个 VV 都与 4 个不同的等级排序相关联。与每个控制目标相关联的排序值的最大数目取决于所选 VV 组中可用的 VV。当 EV 无故障运行时, 每个 VV 组给出的最大 VV 数减少到“12”时, 计算负担降至 MPC 方法的 1/5。通过选择一个中小型 VV 组, 每个控制目标最多需要 12 个排序, 以估计 VV 的最佳选择。同样, 在选择大 VV 群时需要计算 6 个 VV 对应的排序, 这进一步将降低计算负担到 MPC 的 1/10。最后, 将每个 VV 的平均排序值最小化, 计算出最优排序值。已

知具有最小平均排序的 VV 是下一个采样间隔  $t$  的最优 VV。

$$R = \min\left(\frac{1}{4} \sum_{n=1}^4 R_n\right) \quad (17)$$

最佳 VV  $v_{xl}$  进一步选择开关脉冲操作双 VSI 连接到 FM 和 RM。如单个两级开关状态的矢量  $V_2(110) - V_3'(001)$  产生较大的 VV  $V_L(25')$ 。利用基于空间矢量 PWM (SVPWM) 技术进一步建立驱动 VSI 所需的开关模式，以保持恒定的开关频率。这种开关策略提高了最佳电压的使用率，消除了电压谐波，降低了开关损耗。

## 2 仿真实验与结果分析

为了验证所提方法的有效性，文中对基于双 OEWM 的 4WD 电动车进行了仿真和实验研究。在城市和高速公路工况下进行了仿真和实验验证。仿真与实验相关参数见表 1、2。

表 1 双电机 4WD 电动汽车的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of 4WD EV with double motors

参数	数值	
EV	$m/\text{kg}$	1 847
	$R_w/\text{cm}$	50.8
	$L_r/\text{cm}$	135.36
	$b/\text{cm}$	170
	$h_{cg}/\text{cm}$	46.98
	$l_l/\text{cm}$	152.64
	$l/\text{cm}$	288
	$R_s/\Omega$	0.952 9
	$(L_{ls}/L_{lr})/\text{mH}$	5.1
	$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.06
OEWM	$R_r/\Omega$	1.133
	$L_m/\text{mH}$	386.7
	$B$	0.001
	$k_p$	1.53
控制参数	$\lambda_T/\lambda_\psi$	0.25
	$T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	95
	$U_N/\text{V}$	415
	$k_i$	3.56
	$\lambda_{soc}/\lambda_{sw}$	0.25
	$\psi_N/\text{Wb}$	0.687
	$SoC_N/\%$	100

表 2 双电机 4WD 电动汽车的实验参数

Table 2 Experimental parameters of 4WD EV with double motors

参数	数值	
OEWM	$R_s/\Omega$	0.8593
	$(L_{ls}/L_{lr})/\text{mH}$	6.8
	$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.038
	$R_r/\Omega$	1.033
	$L_m/\text{mH}$	170.2
	$B$	0.001
	$U_{dc}/\text{V}$	600
VSI	$I_{ac}/\text{A}$	50
	$F_{sw}/\text{kHz}$	30
	$V_{ac-L-L}/\text{V}$	467
	$P_{ac}/\text{kW}$	35
	$\cos\phi$	0.87

## 2.1 仿真结果分析

城市和高速工况下的性能图见图 7、8。

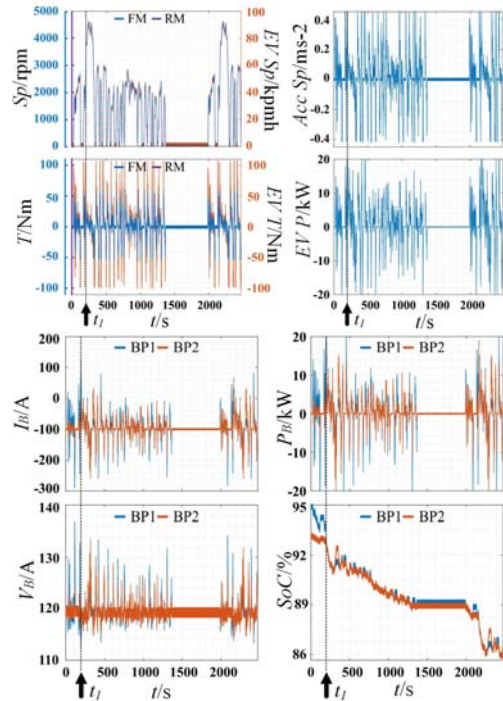


图 7 所提方法下电动汽车城市工况的仿真结果  
Fig. 7 Simulation results of urban working conditions of EV under the proposed method

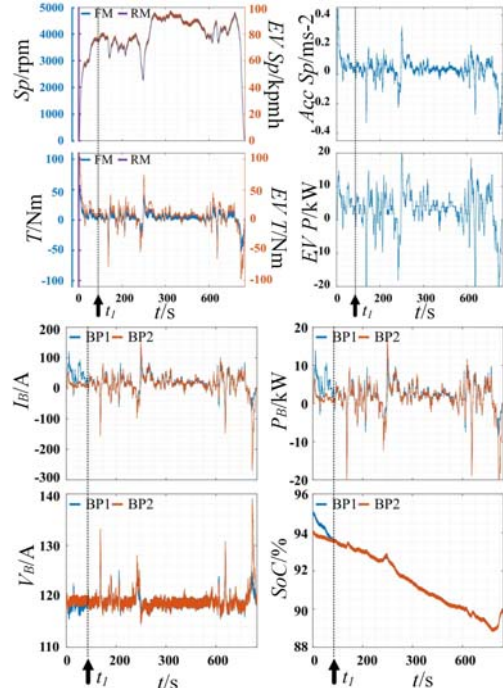


图 8 所提方法下电动汽车高速工况的仿真结果  
Fig. 8 Simulation results of highway working conditions of EV under the proposed method

在图 7、8 中， $t=t_1$  时启用 SoC 均衡。可以观察到，所提 MPDTC 控制器能够检测两个 BP 的初始 SoC 差异，并在  $t \geq t_1$  时保持 SoC 水平。上述结果中的行驶周期由加速、行驶、转弯、减速等不同驾驶工况组成。对于所有的工作方式，常规 MPC 从时间  $t=0$

到  $t_1$  激活, 而所提 MPDTC 是在时间  $t=t_1$  时激活。控制器在  $t \geq t_2$  时保持 BP SoC 水平。

## 2.2 实验结果分析

实验测试结构图见图 9。

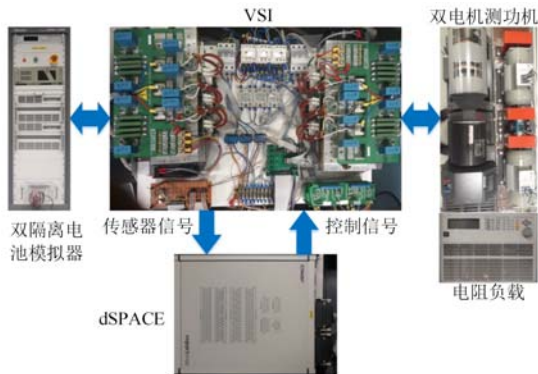


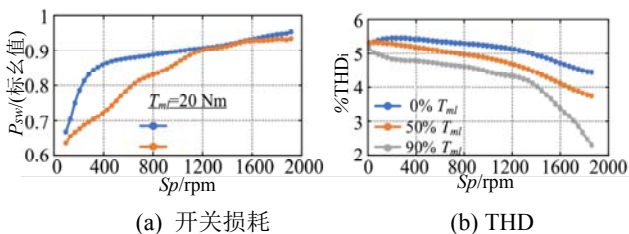
图 9 双电机 4WD 电动汽车的实验硬件原型机

Fig. 9 Experimental hardware prototype of dual motor 4WD EV  
由图 9 可知, 它由 4 个 VSI、dSPACE 平台、两个隔离电池模拟器、双 OEWIM 和发电机仪表组组成。隔离电池仿真器通过 dSPACE 平台进行控制。实验装置和控制器参数列于表 2。转矩和电流纹波性能分析见图 10。为了测试所提出的 MPDTC 方案的性能, 见图 10(a), 双电机转速和转矩随电池组电压和电流的变化, 并与图 10(b)中 MPC 的性能进行比较。实验结果表明, 所提 MPDTC 方法具有更好的动态特性, 减小了转矩和电流纹波。这也可以从表 3 中量化的实验测量纹波中得到验证。实验结果见图 11。图 11(a)为所提 MPDTC 和 MPC 的速度变化对应的开关损耗, 与 MPDTC 相比, MPC 的开关损耗更明显, 而两种方法在电机标称转速附近的开关损耗几乎相等; 图 11(b)显示了电机在不同负载条件下电流 THD 与转速的变化。在空载时, 定子电流

表 3 所提方法与 MPC 方法的性能比较

Table 3 Performance comparison between the presented method and MPC

参数	所提方法		MPC		改善程度	
	300 r/min	1 500 r/min	300 r/min	1 500 r/min	300 r/min	1 500 r/min
$\Delta T_{ml}$	2.90	3.30	6.70	7.40	56.70	55.40
$\Delta W_{ml}$	2.90	7.50	4.30	12.40	32.50	39.50
$\Delta P_{sl}$	1.20	2.50	2.90	9.80	58.60	74.40
$\Delta I_{sl}$	2.40	5.10	6.50	8.10	63.07	37.03
$\Delta I_{BP1}$	8.90	11.80	10.90	13.80	18.30	14.40
$\Delta I_{BP2}$	7.82	10.95	9.89	12.72	20.93	13.91



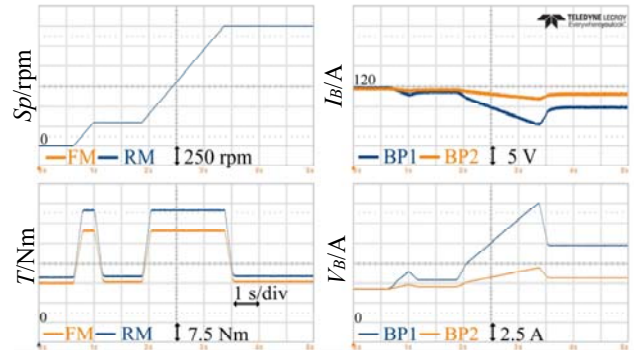
(a) 开关损耗

(b) THD

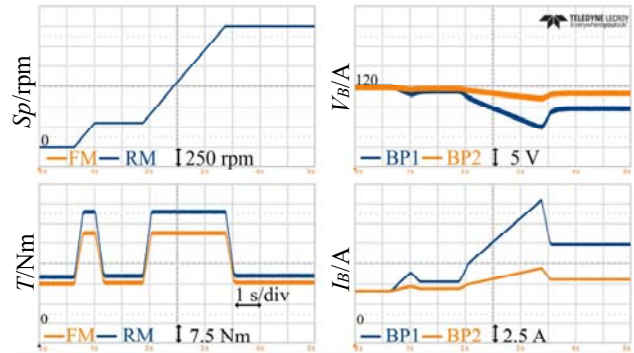
图 11 实验结果

Fig. 11 Experimental results

的%THD<sub>i</sub> 值较高, 而在较高的转速下, 90%的  $T_{ml}$  值的%THD<sub>i</sub> 值较低。两种电机的  $\alpha\beta$  轴上的定子磁链轨迹见图 12, 以说明所提出 MPDTC 的有效性。观察到, 两种电机驱动器都能够保持其定子磁链到其标称值 0.687 Wb。



(a) 所提方法



(b) MPC

图 10 转矩和电流纹波性能分析

Fig. 10 Torque and current ripple performance analysis

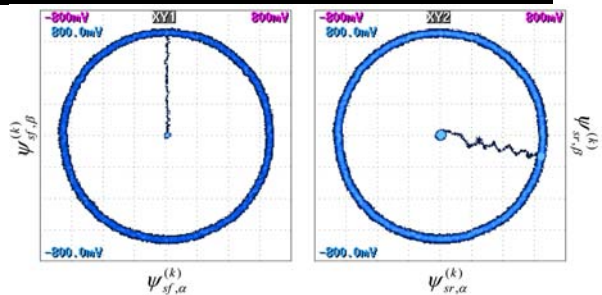


图 12  $\alpha\beta$  平面上定子磁链图

Fig. 12 stator flux diagram in  $\alpha\beta$  plane

$BP_1$  和  $BP_2$  的 SoC 分别保持在 96%和 95%。对于每一个行驶周期的评估, 都考虑相同的电池电压

水平,以简化分析。对城市和高速工况进行了测试,性能见图 13、14。在两个测试周期中,初始 SoC 平衡未在  $0 < t < t_1$  时启用,通过所提 MPDTC 控制器,在  $t = t_1$  时平衡了两个 BP SoC 水平的初始差异。实验结果与仿真结果和理论结果基本一致。

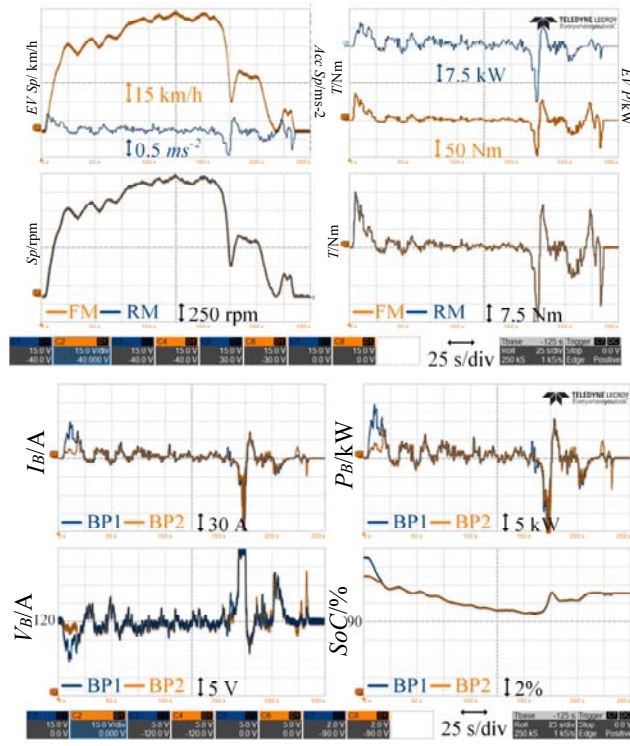


图 13 所提方法下电动汽车城市工况的实验结果

Fig. 13 Experimental results of urban working conditions of EV under the proposed method

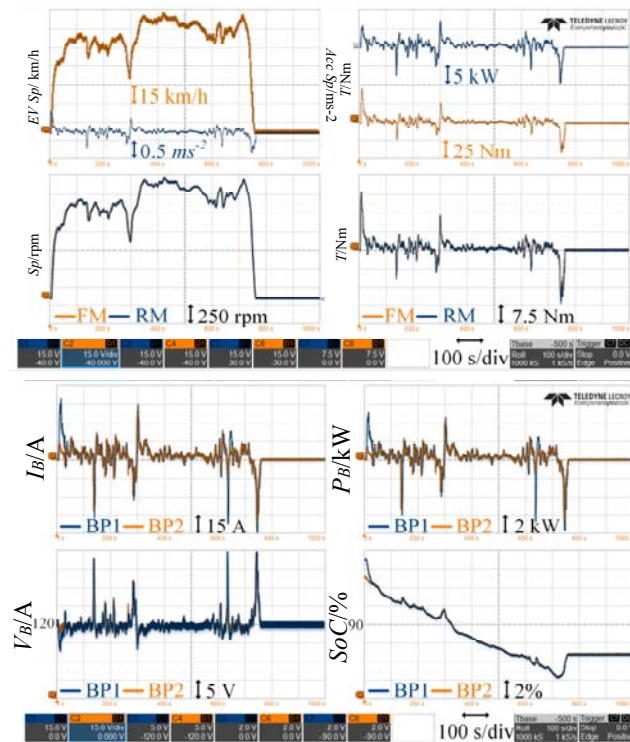


图 14 所提方法下电动汽车高速工况的实验结果

Fig. 14 Experimental results of highway working conditions of EV under the proposed method

### 3 结语

文中提出了一种改进的基于 SoC 平衡双 OEWIM 的 4WD 两阶段模型预测控制方法,以实现 SoC 平衡的 OEWIM 的转速和转矩控制。采用两阶段优化的方法,最大限度地减小各权重因子调整的影响,便于快速计算。通过仿真验证所提 SoC 平衡的有效性,并通过硬件实验测试对不同工况下的 SoC 平衡进行了验证。最后,通过仿真和硬件实验验证了所提方法在城市和高速工况下的有效性。下一步将上述算法与逆变器故障下的容错运行相结合是未来一项具有挑战性的研究工作。

### 参考文献:

- [1] 黄永章, 易文飞, 徐恒山. 基于两级式电路的隔离型高效率车载充电机[J]. 华北电力大学学报, 2018, 45(4): 8-16.  
HUANG Yongzhang, YI Wenfei, XU Hengshan. Isolated high efficiency on-board charger based on two-stage circuit[J]. Journal of North China Electric Power University, 2018, 45(4): 8-16.
- [2] 王晓远, 高鹏, 赵玉双. 电动汽车用高功率密度电机关键技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 53-59.  
WANG Xiaoyuan, GAO Peng, ZHAO Yushuang. Key technology of high power density motors in electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(6): 53-59.
- [3] 王智, 方炜, 刘晓东. 数字控制的单周期 PFC 整流器的设计与分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3423-3431.  
WANG Zhi, FANG Wei, LIU Xiaodong. Design and analysis of digitally controlled high power factor rectifiers based on one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(21): 3423-3431.
- [4] 王少永, 张方华. 平均电流型 Boost PFC 变换器中过零畸变[J]. 电工技术学报, 2011, 26(2): 129-133.  
WANG Shaoyong, ZHANG Fanghua. Zero-crossing distortion in single-phase boost PFC converters using average current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(2): 129-133.
- [5] 张艺文, 金科. 一种单级式高功率因数无电解电容 AC/DC LED 驱动电源[J]. 中国电机工程学报, 2015(22): 5851-5858.

- ZHANG Yiwen, JIN Ke. A single-stage electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver with high input power factor[J]. Proceedings of the CSEE, 2015(22): 5851-5858.
- [6] 王亚旭, 李凤霞, 苏 猛. 风光发电系统中模拟电机特性的储能优化控制[J]. 电力电容器与无功补偿, 2019, 40(3): 158-164.
- WANG Yaxu, LI Fengxia, SU Meng. Energy storage optimization control for simulating motor characteristics in wind-solar generation system[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2019, 40(3): 158-164.
- [7] 张 斐, 许建平, 杨 平, 等. 两开关伪连续导电模式 Buck-Boost 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 32(9): 56-64.
- ZHANG Fei, XU Jianping, YANG Ping, et al. Two switch pseudo continuous conduction mode buck-boost power factor correction converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 32(9): 56-64.
- [8] 徐 申, 王 青, 孙大鹰, 等. 一种具有快速动态响应的新型数字 PFC 控制器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 88-94.
- XU Shen, WANG Qing, SUN Daying, et al. A new digital boost PFC controller with fast dynamic response[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 88-94.
- [9] 杨 平, 许建平, 董 政, 等. 低输入电感电流纹波二次型 Boost PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 32-38.
- YANG Ping, XU Jianping, DONG Zheng, et al. Quadratic boost power factor correction converters with small input inductor current ripple[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 32-38.
- [10] 陈景文, 周 媛, 李晓飞, 等. 光储直流微网混合储能控制策略研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 14-20.
- CHEN Jingwen, ZHOU Yuan, LI Xiaofei, et al. Hybrid energy storage control strategy of optical storage DC microgrid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 14-20.
- [11] 杨 航, 周羽生, 许振华, 等. 基于储能和序分量控制的直驱永磁风电系统非对称故障穿越研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(2): 60-68.
- YANG Hang, ZHOU Yusheng, XU Zhenhua, et al. Asymmetric fault ride-through of a direct-drive permanent magnet wind power system based on the control of energy storage and sequence components[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(2): 60-68.
- [12] 曲小慧, 阮新波. 单相功率因数校正变化器输入电流过零畸变的改善方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 26(24): 66-71.
- QU Xiaohui, RUAN Xinbo. A scheme for improving input current zero-crossing distortion of single-phase PFC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 26(24): 66-71.
- [13] 赵小瑾, 张开宇, 冯冬涵, 等. 基于强化学习的电动汽车集群实时优化调度策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 53-59.
- ZHAO Xiaojin, ZHANG Kaiyu, FENG Donghan, et al. Real-time optimal scheduling strategy for electric vehicle clusters based on reinforcement learning[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 53-59.
- [14] 汪东, 赵一, 石健将, 等. 具有开关电容的隔离型交错并联 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 14-20.
- WANG Dong, ZHAO Yi, SHI Jianjiang, et al. Interleaved and isolated Boost converters with switched capacitors[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 14-20.
- [15] 谢玲玲, 龚仁喜, 李畸勇. 光伏发电最大功率点跟踪交错并联 Boost 变换器的动力学特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 38-45.
- XIE Lingling, GONG Renxi, LI Jiyong. Analysis of the dynamical characteristics of the interleaved boost converter in maximum power point tracking for photovoltaic power[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 38-45.
- [16] 王红艳, 张文倩. 改进型逻辑门限混合储能系统控制策略研究[J]. 智慧电力, 2020, 48(5): 41-46.
- WANG Hongyan, ZHANG Wenqian. Control strategy of improved logic threshold hybrid energy storage system[J]. Smart Power, 2020, 48(5): 41-46.
- [17] 杨玉岗, 马 杰, 马云巧, 等. 多相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器中耦合电感的通用设计准则[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6122-6134.

- YANG Yugang, MA Jie, MA Yunqiao, et al. The Universal design criterion of coupled inductors in multiphase interleaving and magnetically integrated bidirectional DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6122-6134.
- [18]袁义生, 罗峰, 胡盼安. 一种桥型副边 LLC 谐振直流-直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6415-6425.
- YUAN Yisheng, LUO Feng, HU Pan'an. One bridge-type secondary-side LLC resonant DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36): 6415-6425.
- [19]胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56.
- HU Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.
- [20]安小宇, 李元丰, 孙建彬, 等. 基于模糊逻辑的电动汽车双源混合储能系统能量管理策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 135-142.
- AN Xiaoyu, LI Yuanfeng, SUN Jianbin, et al. Energy management strategy of a dual-source hybrid energy storage system for electric vehicles based on fuzzy logic[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 135-142.
- [21]孙孝峰, 申彦峰, 朱云娥, 等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3895-3903.
- SUN Xiaofeng, SHEN Yanfeng, ZHU Yun'e, et al. A boost-integrated LLC resonant converter for wide input voltage range[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3895-3903.
- [22]LIU C, GU B, LAI J S, et al. High-efficiency hybrid full-bridge-half-bridge converter with shared ZVS lagging leg and dual outputs in series[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 28(2): 849-861.
- [23]杨欢红, 洪雨, 史博文, 等. 储能站动力电池逆变单元过电压保护方案优化研究[J]. 电瓷避雷器, 2021(6): 76-80.
- YANG Huanhong, HONG Yu, SHI Bowen, et al. Optimization of overvoltage protection scheme of power battery inverter unit in energy storage station[J]. Insulators and Surge Arresters, 2021(6): 76-80.
- [24]宋宪可, 樊艳芳, 刘群杰, 等. 基于功率信号判别的光-储-燃直流微网协调控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2020, 41(3): 197-204.
- SONG Xianke, FAN Yanfang, LIU Qunjie, et al. Study on DC microgrid coordination control strategy of optical-storage-fuel based on power signal discrimination[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2020, 41(3): 197-204.
- [25]张运, 姜望, 张超, 等. 基于储能荷电状态的主从控制微电网离网协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(4): 180-186.
- ZHANG Yun, JIANG Wang, ZHANG Chao, et al. Power System Protection and Control, 2022, 50(4): 180-186.
- 龚仁喜(1962—), 男, 教授, 主要研究方向为智能检测技术、电力电子及其应用(通信作者)(E-mail: rxgong@gxu.edu.cn)。
- 张智昂(1995—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为可再生能源、电能质量控制和逆变器控制。
- 曾晓彤(1967—), 女, 本科, 副教授, 主要研究方向为新能源汽车技术, 教育教学研究等。