

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.01.016

# 集成型车载充电系统并网模式模型预测控制策略

刘兴, 阳辉, 王逸飞, 陈涛, 全相军  
(东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:**相较于传统车载充电系统,集成型车载充电系统(integrated onboard charger system, IOCS)在成本、功率密度等方面具备显著优势。文中基于六相永磁电驱系统设计了一台 IOCS,并研究了模型预测电流控制(model predictive current control, MPCC)算法在该系统并网模式下的应用。首先,分析所提 IOCS 的电路拓扑并建立数学模型,同时介绍传统 MPCC 的实施流程。然后,针对传统 MPCC 计算量大、稳态性能差等不足,提出一种基于占空比优化的 MPCC(MPCC based on duty cycle optimization, DCO-MPCC)策略。一方面,减少备选电压矢量数量,降低电流预测环节带来的计算负担;另一方面,提出一种占空比优化技术,改善系统稳态性能。最后,通过实验验证了所提算法的有效性与优越性。实验结果表明,DCO-MPCC 策略能够显著提升系统稳态性能并减少算法计算量。充电与车网互动(vehicle to grid, V2G)工况下,网侧电流总谐波畸变(total harmonic distortion, THD)分别降低 6.18%与 5.92%,算法运行时间减少 17.54  $\mu$ s。

**关键词:**集成型车载充电系统(IOCS);六相永磁电机;模型预测电流控制(MPCC);备选电压矢量;占空比优化(DCO);车网互动(V2G)

中图分类号:TM910.6;U469.72

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2024)01-0146-11

## 0 引言

近年来,我国电动汽车产业发展势头迅猛,充电<sup>[1-5]</sup>、电驱<sup>[6-7]</sup>及车网互动(vehicle to grid, V2G)<sup>[8-13]</sup>等关键技术也因此取得了较大突破。受限于成本与功率密度,目前得到广泛应用的车载充电系统多采用单相交流供电,通常存在功率小、功能单一等不足<sup>[14]</sup>。集成型车载充电系统(integrated onboard charger system, IOCS)<sup>[15]</sup>的概念为电动汽车电气系统的设计提供了一种低成本、轻量化的全新设计思路,旨在通过分时复用电驱系统(电机、逆变器、传感与控制单元等),实现电驱与充电双重功能,在成本、功率等级及功率密度等方面具有显著优势,得到了国内外学者的广泛关注与研究。

目前,学术界对于 IOCS 的研究工作集中在拓扑构造方面,即如何利用电机绕组及逆变器实现充电功能,并保证充电过程中电机不输出电磁转矩。文献[16]针对四驱电动汽车研究了 IOCS,充电过程中,将其中 3 台电机的中性点连接至三相电网,对应的电机绕组及其逆变器构成整流单元,从而实现三相大功率充电。文献[17]基于五相感应电机设计了 IOCS,充电过程中,电机的 A 相、B 相与 E 相、C 相与 D 相绕组分别连接至三相电网,通过该方式,能够避免充电过程中五相电机输出电磁转矩。文献[18]进一步研究了基于五相混合励磁磁通切换

电机的 IOCS,利用直流调磁绕组及变换器实现 DC/DC 功能,有效拓宽了充电电压范围。文献[19-20]研究了基于六相永磁同步电机的 IOCS,充电过程中,电机的 A 相与 U 相、B 相与 W 相、C 相与 V 相绕组分别连接至三相电网,从而避免电机输出电磁转矩,文献[21]则进一步研究了该 IOCS 的容错运行方案。此外,还有基于分裂绕组电机<sup>[22]</sup>、九相电机<sup>[23-24]</sup>等复杂驱动系统的 IOCS 拓扑结构出现。从电机制造难度、驱动控制成熟度以及拓扑构造复杂度来看,基于六相永磁驱动系统设计 IOCS 是最优选择<sup>[14]</sup>。

就 IOCS 的控制策略而言,现有文献大多采用比例积分(proportional-integral, PI)、比例谐振(proportional-resonant, PR)、重复控制(repetitive control, RC)等线性控制器<sup>[25]</sup>,存在参数调节繁琐、控制效果受限等问题。相较于上述控制策略,模型预测控制(model predictive control, MPC)具有动态响应迅速、易于实现多目标优化控制、适用于非线性系统等显著优势<sup>[26-28]</sup>,得到了功率电力电子变换器与电机驱动领域专家学者的青睐,国内外已有大量相关研究成果。MPC 本质上是一类非线性优化算法,该算法利用系统数学模型对未来状态进行预测,并通过价值函数对可能的状态输入(即变换器开关状态)进行评价,最终挑选出最优开关状态,目前仅有少量文献报导 MPC 在 IOCS 中的应用<sup>[29]</sup>。

文中以基于六相永磁电驱系统设计的 IOCS 为研究对象,将模型预测电流控制(model predictive

收稿日期:2023-07-20;修回日期:2023-10-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52077033)

current control, MPCC) 应用于该系统。针对传统 MPCC 计算量大、稳态性能差等问题,提出一种基于占空比优化的 MPCC(MPCC based on duty cycle optimization, DCO-MPCC)。一方面,减少备选矢量数量,降低电流预测环节带来的计算负担;另一方面,在一个控制周期内采用“非零矢量+零矢量”的组合,并计算出非零矢量最优占空比,从而改善系统稳态性能。文中给出了所提 IOCS 的电路拓扑并建立了数学模型,分析了传统 MPCC 的实现流程,详述了所提 DCO-MPCC,并通过实验验证了所提算法的有效性与优越性。

## 1 IOCS 拓扑结构与数学模型

### 1.1 拓扑结构与工作原理

文中研究的 IOCS 基本拓扑结构如图 1 所示,图中  $C$  为母线电容,相较于标准的六相电驱系统,额外增设了一对硬件开关(如继电器)用于实现电驱和并网(即充电与 V2G)2 种模式的切换。电驱模式下,六相电机 2 套绕组端子由硬件开关短接,构成 2 个中性点,六相逆变器将电池电能转换成交流电驱动电机输出电磁转矩。并网模式下,六相绕组端子通过硬件开关两两组合接入三相电网,定子绕组被用作网侧滤波电感,六相逆变器根据电能流向需求运行于整流或逆变模式,文中主要研究并网模式下的控制策略。为满足并网运行时无电磁转矩产生,流过 2 套三相绕组的电流相序应当相反,绕组与电网的连接关系如表 1 所示。

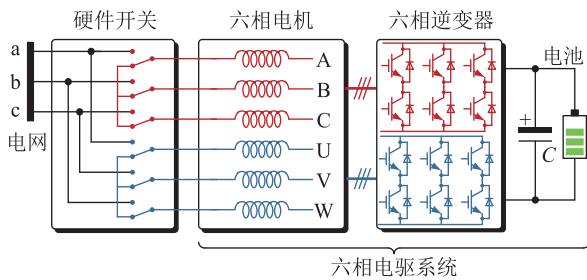


图 1 IOCS 拓扑结构

Fig.1 Topology of the IOCS

表 1 绕组与电网的连接关系

Table 1 Connection of windings and the grid

电网	第一套绕组	第二套绕组
a	A	U
b	B	W
c	C	V

此外,图 1 所示 IOCS 采用的六相永磁电机 2 套三相绕组空间分布上相差  $30^\circ$  (电角度),绕组结构如图 2 所示,该类六相电机通常被称作不对称六相

电机或半十二相电机。相较于对称六相电机(即 2 套绕组相移  $60^\circ$ ),不对称六相电机在磁动势谐波与转矩脉动方面更具优势,不会产生 5 次与 7 次空间谐波,电磁转矩脉动频率最低为 12 次。

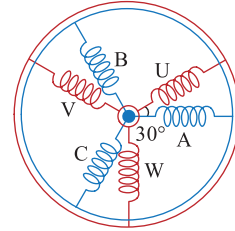


图 2 不对称六相永磁电机绕组结构

Fig.2 Winding structure of asymmetric six-phase permanent magnet motor

### 1.2 数学模型

并网模式下,系统可以等效为 2 台三相电压源变流器(voltage source converter, VSC)并联运行<sup>[19]</sup>,二者共用交直流侧,如图 3 所示。为简化建模过程,文中忽略定子互感,将 2 台三相变流器分别称为 VSC1 与 VSC2。图中,  $L_1$ 、 $L_2$  分别为 VSC1、VSC2 网侧滤波电感;  $R_1$ 、 $R_2$  分别为 VSC1、VSC2 电感内阻;  $e_k$ 、 $i_{gk}$  ( $k=a, b, c$ ) 分别为网侧电压与电流;  $N$  为中性点;  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ 、 $i_U$ 、 $i_V$ 、 $i_W$  为流过电机六相绕组的电流;  $u_{dc}$  为母线电压。

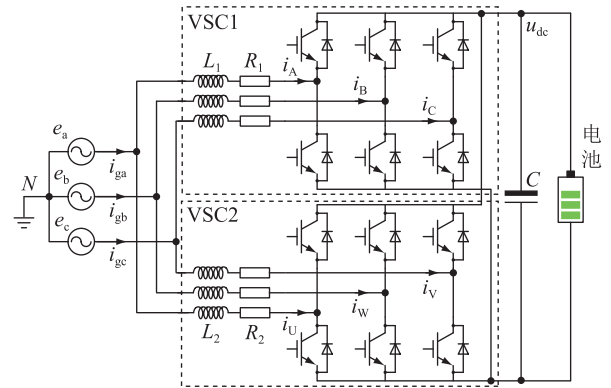


图 3 并网模式下系统等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of the system in grid-connected mode

2 台三相变流器在  $dq$  坐标系下的数学模型可以表示为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{d1}}{dt} = v_{d1} - R_1 i_{d1} - \omega_g L_1 i_{q1} - e_d \\ L_1 \frac{di_{q1}}{dt} = v_{q1} - R_1 i_{q1} + \omega_g L_1 i_{d1} - e_q \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{d2}}{dt} = v_{d2} - R_2 i_{d2} - \omega_g L_2 i_{q2} - e_d \\ L_2 \frac{di_{q2}}{dt} = v_{q2} - R_2 i_{q2} + \omega_g L_2 i_{d2} - e_q \end{cases} \quad (2)$$

式中： $i_{d1}$ 、 $i_{q1}$ 、 $v_{d1}$ 、 $v_{q1}$ 分别为 VSC1 的  $d$ 、 $q$  轴电流与电压分量， $i_{d2}$ 、 $i_{q2}$ 、 $v_{d2}$ 、 $v_{q2}$ 分别为 VSC2 的  $d$ 、 $q$  轴电流与电压分量； $\omega_g$ 为电网角频率； $e_d$ 、 $e_q$ 分别为电网电压的  $d$ 、 $q$  轴分量。

此外，三相变流器共有 8 个开关状态，可以对应地产生 8 个空间电压矢量，其空间分布如图 4 所示，6 个非零电压矢量将坐标平面划分为 6 个扇区，即扇区 I—VI。

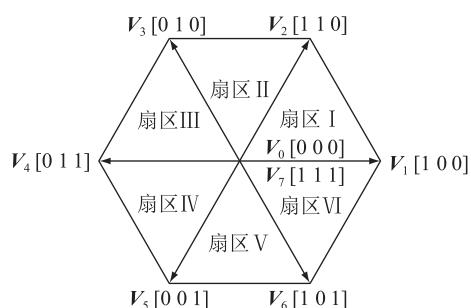


图 4 空间电压矢量分布

Fig.4 Distribution of space voltage vectors

### 1.3 传统 MPCC

MPCC 的关键在于构建预测模型与价值函数。文中采用一阶欧拉方程对式(1)、式(2)所示数学模型进行离散化处理，可得：

$$\begin{cases} \hat{i}_{d1}(V_i) = \frac{T_s}{L_1}(v_{d1}(V_i) - R_1 i_{d1} - \omega_g L_1 i_{q1} - e_d) + i_{d1} \\ \hat{i}_{q1}(V_i) = \frac{T_s}{L_1}(v_{q1}(V_i) - R_1 i_{q1} + \omega_g L_1 i_{d1} - e_q) + i_{q1} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_{d2}(V_i) = \frac{T_s}{L_2}(v_{d2}(V_i) - R_2 i_{d2} - \omega_g L_2 i_{q2} - e_d) + i_{d2} \\ \hat{i}_{q2}(V_i) = \frac{T_s}{L_2}(v_{q2}(V_i) - R_2 i_{q2} + \omega_g L_2 i_{d2} - e_q) + i_{q2} \end{cases} \quad (4)$$

式中：符号“ $\hat{\cdot}$ ”表示预测值； $V_i$ 为基本电压矢量， $V_i \in V = \{V_0, V_1, \dots, V_7\}$ ； $T_s$ 为采样周期。

相应地，为评价电压矢量作用效果，价值函数一般表示为：

$$J_1(V_i) = |i_{d1}^* - \hat{i}_{d1}(V_i)|^2 + |i_{q1}^* - \hat{i}_{q1}(V_i)|^2 \quad (5)$$

$$J_2(V_i) = |i_{d2}^* - \hat{i}_{d2}(V_i)|^2 + |i_{q2}^* - \hat{i}_{q2}(V_i)|^2 \quad (6)$$

式中：符号“ $*$ ”表示给定值，为实现单位功率因数并网， $q$ 轴电流给定值通常设置为 0，而  $d$ 轴参考电流可根据充电或 V2G 功率确定。

利用式(3)、式(4)所示预测模型，分别计算

VSC1 和 VSC2 在不同电压矢量  $V_i$  作用下对应的电流预测值，然后再利用式(5)、式(6)所示价值函数评估电压矢量  $V_i$  的作用效果，从中挑选出最优电压矢量作用于逆变器，即可控制并网电流跟踪给定值。VSC1 与 VSC2 的最优电压矢量  $V_{opt1}$  与  $V_{opt2}$  满足：

$$\begin{cases} V_{opt1} = \underset{V_i \in V}{\operatorname{argmin}} J_1(V_i) \\ V_{opt2} = \underset{V_i \in V}{\operatorname{argmin}} J_2(V_i) \end{cases} \quad (7)$$

## 2 DCO-MPCC 原理与实施

计算量大与稳态性能差是传统 MPCC 算法最为显著的 2 个缺点。计算量大是由于传统 MPCC 算法采用了枚举法的寻优方案，预测模型与价值函数需要针对控制集中每一个电压矢量进行反复运算；稳态性能差则是因为传统 MPCC 算法在每一个控制周期中只能挑选出单个电压矢量。因此，文中针对上述问题提出一种 DCO-MPCC 算法。

### 2.1 备选电压矢量筛选

理想情况下，变流器作用的电压矢量轨迹应为圆形，即电压矢量理论上为连续变化<sup>[30]</sup>。传统 MPCC 作用最优电压矢量(仅考虑非零矢量)的仿真结果如图 5 所示。可以看出，最优电压矢量仅在相邻的 2 个矢量之间切换，如  $V_1$  切换至  $V_2$  或  $V_6$ ，不会出现  $V_1$  切换至其他矢量的情况。据此，根据上一时刻作用电压矢量对备选矢量进行初步筛选。以 VSC1 为例，假设上一时刻最优电压矢量  $V_{opt1}$  为  $V_1$ ，则将  $V_1$  及其相邻电压矢量  $V_6$  和  $V_2$  作为备选电压矢量，即备选控制集  $V_{c1} = \{V_1, V_2, V_6\}$ 。其他情况下，VSC1 的上一时刻最优电压矢量  $V_{opt1}$  与备选控制集  $V_{c1}$  总结于表 2。VSC2 的备选控制集  $V_{c2}$  可以采用相同的方式确定。据此，备选矢量数目可以由 8 个减少至 3 个，从而极大减小计算负担。

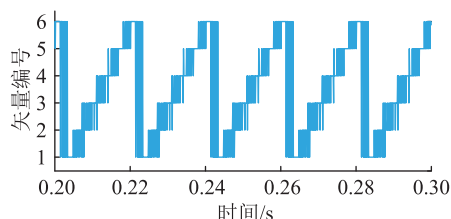


图 5 传统 MPCC 最优电压矢量仿真结果

Fig.5 Simulation result of optimal vector obtained by the traditional MPCC

### 2.2 占空比优化计算

表 2 给出的备选控制集仅包含 3 个非零电压矢量，因此，最终确定的最优电压矢量必然为非零电

表2 上一时刻最优电压矢量与备选控制集  
Table 2 Optimal voltage vector of last sampling period and optional control set

上一时刻最优电压矢量 $V_{opt1}$	备选电压矢量集 $V_{c1}$
$V_1$	$\{V_1, V_2, V_6\}$
$V_2$	$\{V_1, V_2, V_3\}$
$V_3$	$\{V_2, V_3, V_4\}$
$V_4$	$\{V_3, V_4, V_5\}$
$V_5$	$\{V_4, V_5, V_6\}$
$V_6$	$\{V_5, V_6, V_1\}$

压矢量。为改善系统稳态性能,文中将2个零矢量( $V_0$ 与 $V_7$ )与挑选的最优电压矢量共同作用于变流器,关键问题是如何分配最优电压矢量与零矢量的作用时间,为此,提出一种基于均方根误差最小化的占空比优化计算策略。

以VSC1为例说明所提策略的原理,考虑任意输入 $\mathbf{u}$ ,式(5)所示价值函数实际上表征了输入 $\mathbf{u}$ 作用后电流误差的平方,即:

$$J_1(\mathbf{u}) = e^2 \quad (8)$$

式中: $e$ 为电流误差。由于数字控制系统控制频率较高,因此可认为该误差与输入 $\mathbf{u}$ 的作用时间(占空比)呈线性关系<sup>[31]</sup>。若输入 $\mathbf{u}$ 的占空比为 $d$ ,则式(8)可以进一步表达为:

$$J_1(d\mathbf{u}) = (de)^2 \quad (9)$$

假设在一个控制周期中作用一组电压矢量,则必然对应地存在一组最优占空比能够获得最佳的控制效果。为不失一般性,考虑作用的电压矢量组为 $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_n\}$ ,占空比为 $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ ,电流误差为 $\{e_1, e_2, \dots, e_n\}$ ,则式(9)可以进一步写为:

$$J_1(d_1\mathbf{u}_1, d_2\mathbf{u}_2, \dots, d_n\mathbf{u}_n) = \sum_{i=1}^n (d_i e_i)^2 \quad (10)$$

式(10)给出了一个加权差平方和的优化问题,可以通过最小化均方根误差的方法求解占空比 $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ 。根据该式,电压矢量组 $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_n\}$ 作用后,电流的均方根误差 $e_{RMS}$ 为:

$$e_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (d_i e_i)^2} \quad (11)$$

最小化 $e_{RMS}$ 等效于:

$$\min_{d_i} \varepsilon = \sum_{i=1}^n (d_i e_i)^2 \quad (12)$$

式中: $\varepsilon = ne_{RMS}$ 。为获得可行解,占空比 $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ 须满足约束:

$$\sum_{i=1}^n d_i = 1 \quad 0 \leq d_i \leq 1 \quad (13)$$

至此,占空比 $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ 的求解转换为一个带约束条件式(13)的优化问题式(12),文中采用

拉格朗日乘数法求解。定义式(12)、式(13)的Lagrange函数为:

$$L(d_1, d_2, \dots, d_n, \lambda) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} (d_i e_i)^2 + \lambda \left( \sum_{i=1}^n d_i - 1 \right) \quad (14)$$

式中: $\lambda$ 为拉格朗日乘数。Lagrange函数的梯度为:

$$\nabla L(d_1, d_2, \dots, d_n, \lambda) = \begin{bmatrix} e_1^2 d_1 + \lambda & e_2^2 d_2 + \lambda & \dots & e_n^2 d_n + \lambda & \sum_{i=1}^n d_i - 1 \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

极小值条件是:

$$\nabla L(d_1, d_2, \dots, d_n, \lambda) = \mathbf{0} \quad (16)$$

则可以计算出电压矢量 $\mathbf{u}_i$ 的最优占空比 $d_i^{opt}$ 为:

$$d_i^{opt} = e_i^{-2} \left( \sum_{i=1}^n e_i^{-2} \right)^{-1} = J_1^{-1}(\mathbf{u}_i) \left( \sum_{i=1}^n J_1^{-1}(\mathbf{u}_i) \right)^{-1} \quad (17)$$

具体的,对于VSC1与VSC2,文中采用的矢量组为 $\{V_{opt1}, V_z\}$ 与 $\{V_{opt2}, V_z\}$ ,其中 $V_z$ 为零矢量 $V_0$ 与 $V_7$ 。根据式(17),最优占空比计算为:

$$\begin{cases} d_{opt1} = \frac{J_1^{-1}(V_{opt1})}{J_1^{-1}(V_{opt1}) + J_1^{-1}(V_z)} \\ d_{z1} = \frac{J_1^{-1}(V_z)}{J_1^{-1}(V_{opt1}) + J_1^{-1}(V_z)} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} d_{opt2} = \frac{J_2^{-1}(V_{opt2})}{J_2^{-1}(V_{opt2}) + J_2^{-1}(V_z)} \\ d_{z2} = \frac{J_2^{-1}(V_z)}{J_2^{-1}(V_{opt2}) + J_2^{-1}(V_z)} \end{cases} \quad (19)$$

式中: $d_{opt1}$ 、 $d_{opt2}$ 分别为矢量 $V_{opt1}$ 与 $V_{opt2}$ 的占空比; $d_{z1}$ 、 $d_{z2}$ 分别为VSC1与VSC2的零矢量占空比。

传统MPCC仅在控制集 $V = \{V_0, V_1, \dots, V_7\}$ 中选取最优电压矢量,有效矢量范围局限于正六边形的6个顶点与原点,如图6(a)所示。而文中所提DCO-MPCC在传统MPCC的基础上进一步施加零矢量,显著拓宽了有效矢量范围,从而提升系统稳态性能,理论上能够囊括六边形顶点与原点之间的连线,如图6(b)所示。

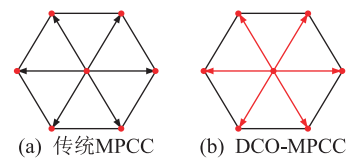


图6 有效矢量范围对比

Fig.6 Comparison of accessible vector ranges

### 2.3 脉冲宽度调制信号生成策略

在诸如单片机、数字信号处理器(digital signal processor, DSP)等数字系统中,控制开关器件的最终环节是生成脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)信号以控制开关管工作,基于前文求得的占空比,详述采用的 PWM 信号生成策略。

同样以 VSC1 为例,假设最优电压矢量  $V_{opt1}$  为  $V_1$ ,则矢量的作用顺序为  $V_0-V_1-V_7-V_1-V_0$ ,如图 7(a)所示,其他情况下的 PWM 信号见图 7(b)~(f)。可以看出,文中采用的 PWM 生成策略与空间矢量 PWM 类似,最终产生的 PWM 信号均为规则脉冲波,在任意时刻仅有一相开关动作,且每个控制周期中三相桥臂开关管导通/关断各一次,能够实现开关频率固定,有利于滤波器的设计。

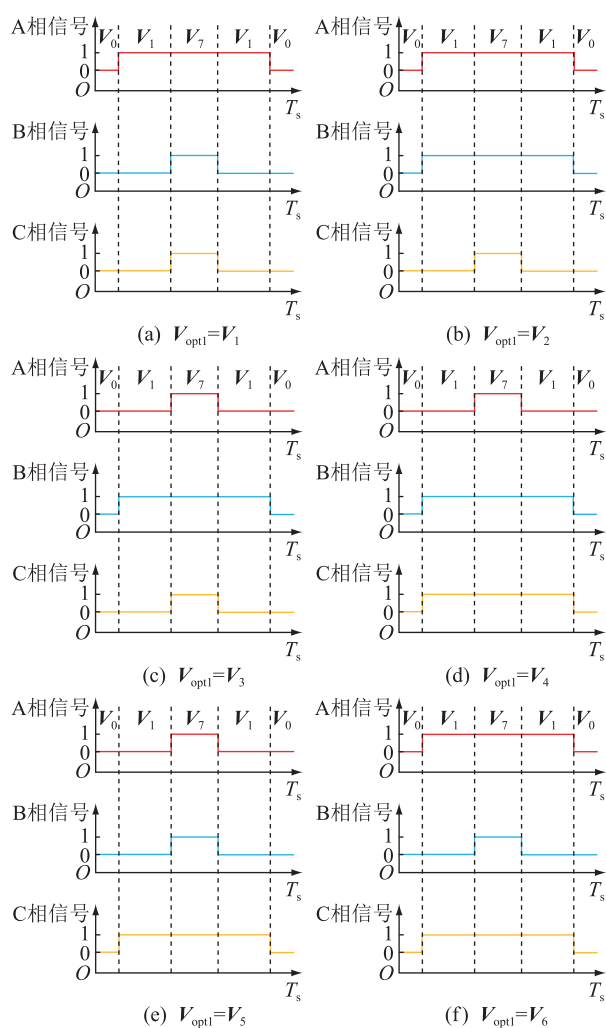


图 7 PWM 信号生成策略

Fig.7 Generation strategy of PWM signals

### 2.4 DCO-MPCC 算法实施流程

DCO-MPCC 算法实施流程如图 8 所示,主要包括如下步骤。

步骤 1:采样绕组电流、母线电压、网侧电压等

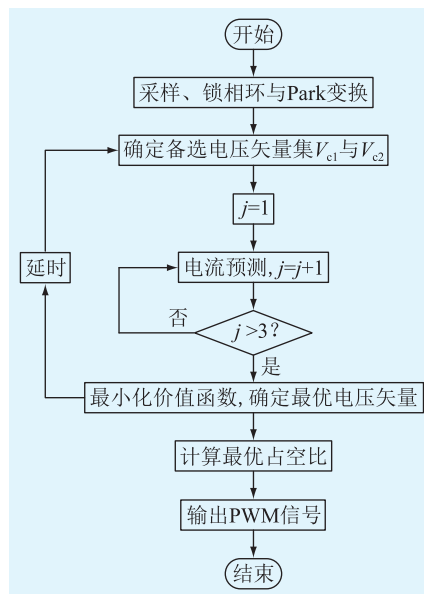


图 8 所提方法实施流程

Fig.8 Flow chart for implementing the proposed method

信息;

步骤 2:利用锁相环获得网侧电压相位,计算 2 套绕组电流与网侧电压的 dq 轴分量;

步骤 3:根据上一时刻最优电压矢量确定备选电压矢量集  $V_{c1}$  与  $V_{c2}$ ;

步骤 4:利用预测模型式(3)、式(4)计算电流预测值,再采用价值函数式(5)、式(6)挑选出最优电压矢量  $V_{opt1}$  与  $V_{opt2}$ ;

步骤 5:利用式(18)、式(19)计算各个矢量的最优占空比,最后根据图 7 输出 PWM 控制信号。

### 3 实验验证

为验证所提 DCO-MPCC 方法的正确性与优越性,基于一台 2 kW 不对称六相永磁电机搭建一台 IOCS 实验样机,见图 9,电机与实验主要参数见表 3。其中,交流侧选用一台 5:1 的变压器连接至三相电网,直流侧选用可调电阻箱/可调直流电源分别于充电工况/V2G 工况下模拟电池组,开关器件选用 Infineon 公司的功率绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)模块 FF300R12ME4。电压与电流采样分别选用 LEM 公司的 LV25-P 与 HAS 50-S 霍尔传感器,控制器选用 TI 公司的 TMS320F28335 数字信号处理器,且控制频率与采样频率均设置为 10 kHz。

#### 3.1 充电模式

为控制充电电压恒定,采用充电电压-网侧电流的双闭环控制结构,如图 10 所示。充电电压外环采用 PI 控制器,其输出作为内环网侧电流 d 轴给定

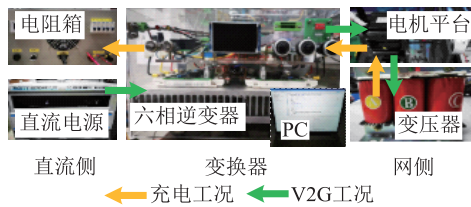


图9 实验平台

Fig.9 Experimental platforms

表3 电机与实验主要参数

Table 3 Main parameters of the motor and experiments

参数	数值	参数	数值
电机绕组电感均值/mH	10	充电工况下母线电压/V	140
电机额定转矩/(N·m)	10	V2G 工况下母线电压/V	140
绕组内阻/ $\Omega$	0.3	V2G 工况下并网功率/W	500
网侧相电压/V	44	采样频率/kHz	10
充电工况下负载/ $\Omega$	40	控制频率/kHz	10

值,即  $i_d^*$ , VSC1 与 VSC2 均分  $i_d^*$ 。同时,  $q$  轴给定值设置为 0 以实现单位功率因数运行。

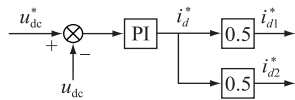
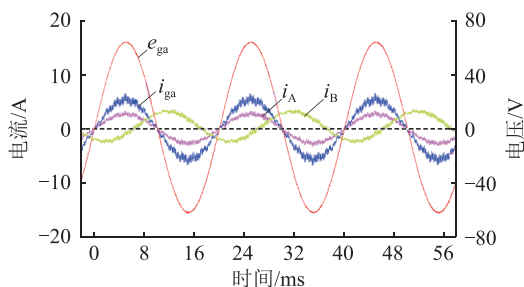


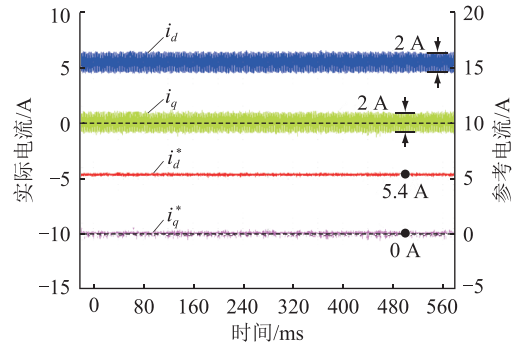
图10 充电电压-网侧电流的双闭环控制结构

Fig.10 Dual closed-loop control structure of charging voltage and grid current

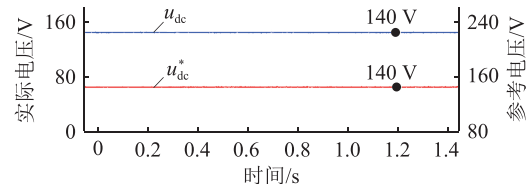
稳态条件下,传统 MPCC 与所提 DCO-MPCC 的实验结果分别见图 11、图 12。可以看出,2 种方法均能控制网侧电流呈正弦变化且实现了单位功率因数运行,网侧电流  $dq$  轴分量与充电电压能够跟踪给定值。对比 2 种方法效果可以看出,DCO-MPCC 能够显著提高系统稳态性能, $dq$  轴电流纹波由 2 A 分别降至 0.8 A 和 1 A,改善了网侧电流畸变,网侧电流总谐波畸变(total harmonic distortion, THD)由 12.73%降至 6.55%。此外,网侧电流谐波分布方面,传统 MPCC 谐波分散于基波频率(50 Hz)到开关频率(10 kHz)之间,而 DCO-MPCC 显著削弱了低频谐波,高频谐波集中于开关频率及其整数倍附近,验证了 DCO-MPCC 能够实现开关频率固定。



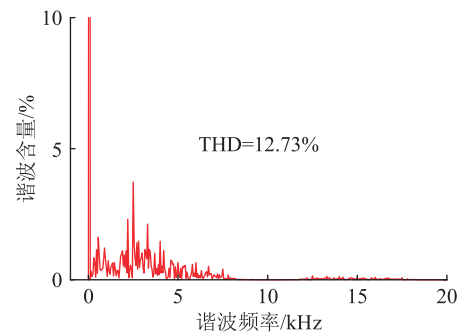
(a) 网侧电压、电流与绕组电流



(b) 网侧电流dq轴分量



(c) 充电电压

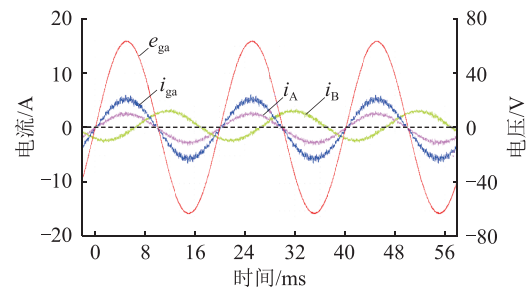


(d) 网侧电流THD值

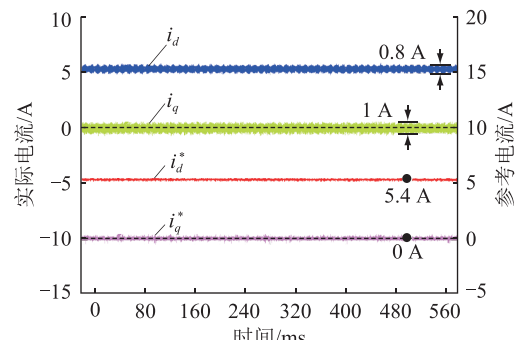
图11 充电模式下传统 MPCC 稳态实验结果

Fig.11 Steady-state experimental results of traditional MPCC under charging mode

为进一步验证 DCO-MPCC 的动态性能,将充电电压由 140 V 突变至 150 V,2 种方法的实验结果见



(a) 网侧电压、电流与绕组电流



(b) 网侧电流dq轴分量

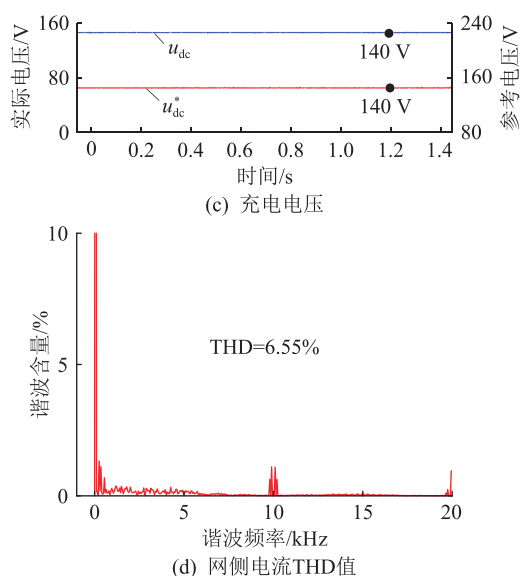


图 12 充电模式下 DCO-MPCC 稳态实验结果

Fig.12 Steady-state experimental results of DCO-MPCC under charging mode

图 13、图 14, 可知 2 种方法的动态响应时间相差不大, DCO-MPCC 略优于传统 MPCC, 同时 DCO-MPCC 在系统动态过程中保持良好的稳态性能。

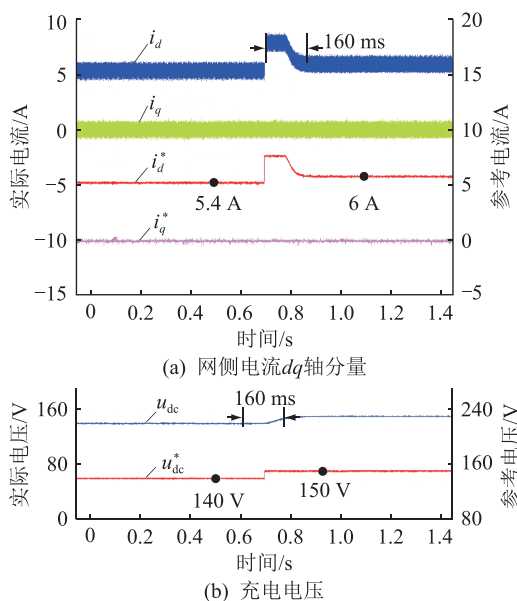


图 13 充电模式下传统 MPCC 动态实验结果

Fig.13 Dynamic experimental results of traditional MPCC under charging mode

### 3.2 V2G 模式

不同于充电模式, V2G 模式只需对网侧电流进行控制, 因此直接给定网侧电流  $d$  轴与  $q$  轴数值。根据并网功率, 可以计算出  $i_d^*$  :

$$i_d^* = -P^*/(\sqrt{3}U_N) \quad (20)$$

式中:  $P^*$  为并网功率给定值;  $U_N$  为网侧相电压有效值; 负号表示系统运行于 V2G 模式。

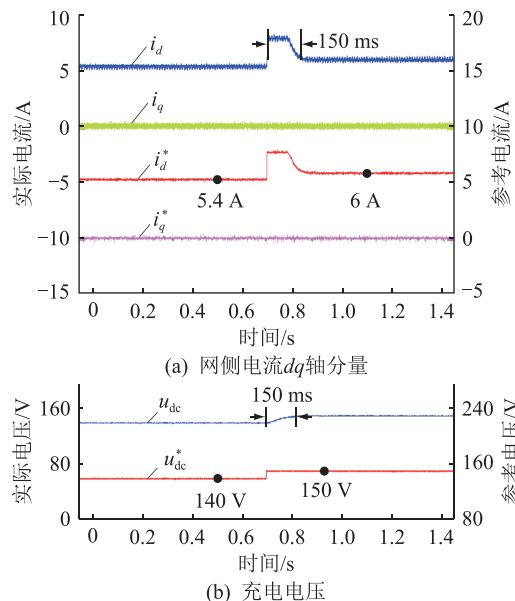


图 14 充电模式下 DCO-MPCC 动态实验结果

Fig.14 Dynamic experimental results of DCO-MPCC under charging mode

稳态条件下, 传统 MPCC 与 DCO-MPCC 的实验结果分别见图 15、图 16。

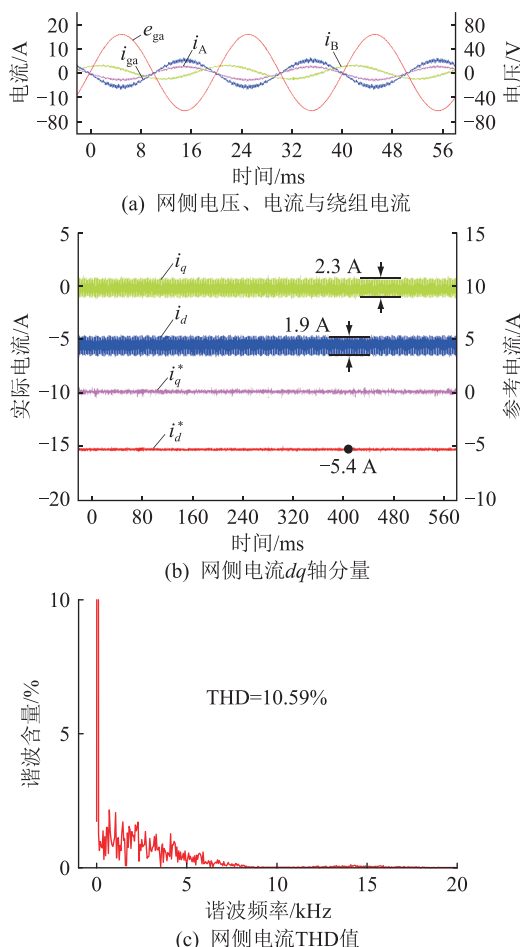


图 15 V2G 模式下传统 MPCC 稳态实验结果

Fig.15 Steady-state experimental results of traditional MPCC under V2G mode

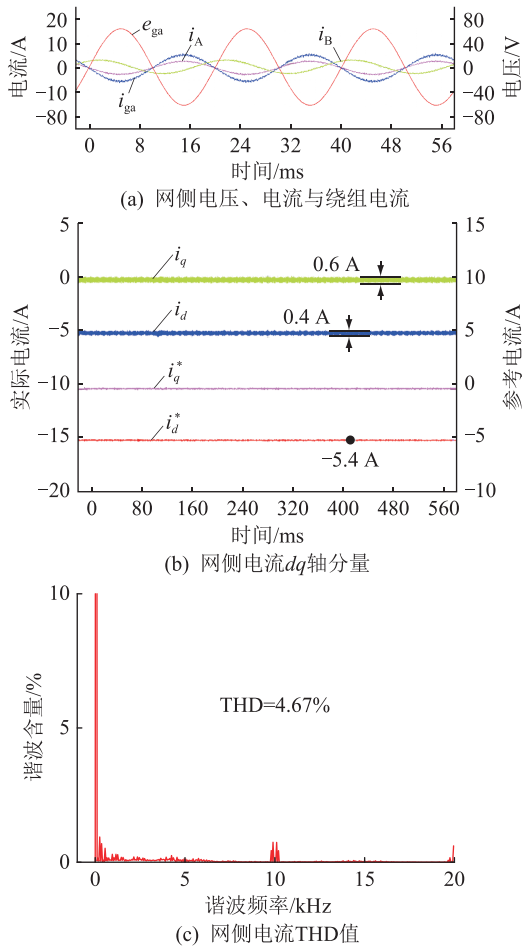


图 16 V2G 模式下 DCO-MPCC 稳态实验结果  
Fig.16 Steady-state experimental results of DCO-MPCC under V2G mode

可以看出,V2G 模式下网侧电压与电流相位相反,系统运行于单位功率因数状态,网侧电流  $dq$  轴分量能够跟踪其给定值。同样的,DCO-MPCC 显著提升了系统的稳态性能, $dq$  轴电流纹波分别由 1.9 A 和 2.3 A 降至 0.4 A 和 0.6 A,网侧电流 THD 均降低了 5.92%。

为进一步验证 DCO-MPCC 的动态性能,将并网功率给定值由 500 W 突变至 1 000 W,2 种方法的实验结果分别见图 17、图 18。对比可以看出,由于不存在外环,V2G 模式下系统动态响应更加迅速,仅约 4 ms (40 个控制周期)。上述实验结果验证了 DCO-MPCC 的动态响应速度与传统 MPCC 相当。

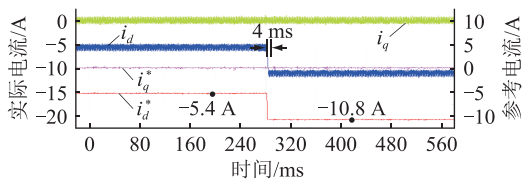


图 17 V2G 模式下传统 MPCC 动态实验结果  
Fig.17 Dynamic experimental results of traditional MPCC under V2G mode

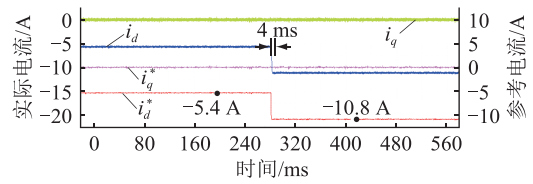


图 18 V2G 模式下 DCO-MPCC 动态实验结果  
Fig.18 Dynamic experimental results of DCO-MPCC under V2G mode

### 3.3 电磁转矩

2 种模式下 DCO-MPCC 产生的电磁转矩实验结果如图 19 所示。可以看出,2 种模式下电机均输出正弦形式的电磁转矩,平均值为 0。且相较于额定值(10 N·m),电磁转矩幅值较低,仅约 0.4 N·m,不会导致电机旋转。实际上,图 1 所示绕组连接方式会在六相电机的 2 套三相绕组中产生旋转磁场,但二者方向相反相互抵消,最终电机输出电磁转矩平均值为 0,确保并网模式下系统安全运行。

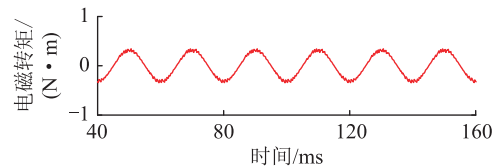


图 19 电磁转矩实验结果  
Fig.19 Experimental result of electromagnetic torque

### 3.4 计算负担

为验证 DCO-MPCC 在计算负担方面的优越性,实验时在算法代码段入口与出口设置断点,并计数断点之间时钟周期数,从而比较传统 MPCC 与 DCO-MPCC 的计算负担(TMS320F28335 主频为 150 MHz),结果如表 4 所示。可以看出,相比传统 MPCC,DCO-MPCC 在计算负担方面具有显著优势,运算时间降低约 31%。

表 4 计算负担对比

算法	运算时钟数	运算时间/ $\mu$ s
MPCC	8 467	56.45
DCO-MPCC	5 836	38.91

### 3.5 开关频率

实验测试了 DCO-MPCC 与传统 MPCC 控制下逆变器的开关频率,结果如表 5 所示。可以看出,2 种运行模式下,传统 MPCC 对应的逆变器平均开关频率分别为 3.121 kHz 与 2.894 kHz,均不足采样频率的 1/3。而 DCO-MPCC 通过插入零矢量改进系统稳态性能,应用的 PWM 信号均为规则脉冲波,且每个控制周期中三相桥臂开关管导通/关断各一次,因此开关频率与控制频率一致,为 10 kHz。



表 5 开关频率对比

Table 5 Comparison on switching frequency

算法	平均开关频率/kHz	
	充电模式	V2G 模式
MPCC	3.121	2.894
DCO-MPCC	10	10

### 3.6 零序环流

文中 IOCS 采用了 2 台三相变流器并联的拓扑结构,该结构直接共用直流侧与交流侧,2 台变流器之间将产生零序环流(zero-sequence circulating current,ZSCC)通路,引起网侧电流畸变、增加发热与损耗<sup>[19,24]</sup>。根据现有文献,ZSCC 可采用下式计算:

$$i_0 = (i_A + i_B + i_C) / 3 \quad (21)$$

式中: $i_0$ 为 ZSCC 大小。根据式(21),分析 V2G 模式下系统的 ZSCC 波形,结果如图 20 所示。可以看出,传统 MPCC 算法得到的 ZSCC 峰峰值约 2.2 A,而 DCO-MPCC 得到的环流峰峰值仅约 1.3 A。根据 ZSCC 的形成原理,环流大小与直流母线电压、并联变流器电感、开关频率等因素有关<sup>[32]</sup>,由于实验中采用的直流母线电压较低且控制频率较高,因此出现的环流现象并不明显。

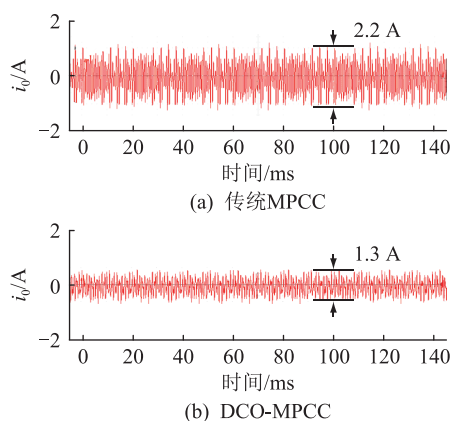


图 20 V2G 模式下 ZSCC 实验结果

Fig.20 Experimental results of ZSCC under V2G mode

## 4 结语

文中基于六相永磁电驱系统设计了 IOCS,研究了该系统的 MPCC 算法。针对传统 MPCC 算法计算量大、稳态性能差等不足,提出 DCO-MPCC。一方面,根据上一时刻最优电压矢量确定控制集,仅需对 3 个电压矢量进行电流预测与价值函数计算;另一方面,将 2 个零矢量与最优电压矢量同时作用于变流器,并提出一种基于均方根误差最小化的占空比优化计算策略。最后,通过实验验证了 DCO-MPCC 的有效性与优越性,DCO-MPCC 不仅提升了

系统的稳态性能,还保证了与传统 MPCC 算法相当的优越动态性能。同时,电磁转矩实验结果验证了并网过程中仅会产生正弦形式的低幅值电磁转矩,平均电磁转矩为 0,不会造成电机转动,能够保证充电/V2G 模式下系统安全运行。此外,所提 DCO-MPCC 在运算负担方面具有显著优势,运算时间仅为 38.91  $\mu$ s,验证了所提备选电压矢量筛选策略的有效性。

### 致谢

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目“面向电动汽车密集充放电的车-库-网多级协调控制技术研究”(J2022088)资助,谨此致谢!

### 参考文献:

- [1] KHALIGH A, DANTONIO M. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3306-3324.
- [2] YUAN J Q, DORN-GOMBA L, CALLEGARO A D, et al. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles[J]. IEEE Access, 2021, 9: 51501-51518.
- [3] SHAHRIAR S, AL-ALI A R, OSMAN A H, et al. Machine learning approaches for EV charging behavior: a review[J]. IEEE Access, 2020, 8: 168980-168993.
- [4] 张延宇, 饶新朋, 周书奎, 等. 基于深度强化学习的电动汽车充电调度算法研究进展[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(16): 179-187.  
ZHANG Yanyu, RAO Xinpeng, ZHOU Shukui, et al. Research progress of electric vehicle charging scheduling algorithms based on deep reinforcement learning[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(16): 179-187.
- [5] 姚芳, 汤俊豪, 陈盛华, 等. 基于 ISSA-CNN-GRU 模型的电动汽车充电负荷预测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 158-167.  
YAO Fang, TANG Junhao, CHEN Shenghua, et al. Charging load prediction method for electric vehicles based on an ISSA-CNN-GRU model[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 158-167.
- [6] HOLTZ J. Predictive finite-state control—when to use and when not[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4225-4232.
- [7] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.  
QI Xin, SU Tao, ZHOU Ke, et al. Development of AC motor model predictive control strategy: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6408-6419.
- [8] 姜哲, 卜飞飞, 潘子昊, 等. 永磁同步电机伺服系统改进型无差拍电流控制算法[J]. 电力工程技术, 2020, 39(6): 177-183.  
JIANG Zhe, BU Feifei, PAN Zihao, et al. Improved deadbeat current control algorithm for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Electric Power Engineering Technolo-

- gy, 2020, 39(6):177-183.
- [9] 韩华春, 丁昊, 黄地, 等. 面向主动配电网的电动汽车充放电功率控制技术[J]. 电力工程技术, 2017, 36(4):8-13.  
HAN Huachun, DING Hao, HUANG Di, et al. Electric vehicle power control strategy for active distribution network [J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(4):8-13.
- [10] 黄天一, 卞正达, 徐长福, 等. 基于碳化硅器件的无线充电系统电源设计[J]. 电力工程技术, 2021, 40(5):87-93.  
HUANG Tianyi, BIAN Zhengda, XU Changfu, et al. Design of transmitter power supply for wireless charging system based on SiC device[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(5):87-93.
- [11] 王政豪, 刘永慧, 苏庆堂. 基于滑模控制的多区域 V2G 系统的负荷频率控制[J]. 控制工程, 2022, 29(11):1981-1988.  
WANG Zhenghao, LIU Yonghui, SU Qingtang. Load frequency control for multi-area V2G systems based on sliding mode control[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(11):1981-1988.
- [12] 沙广林, 刘璐, 马春艳, 等. 考虑车网互动的电动汽车有序充电策略[J]. 供用电, 2023, 40(10):46-54.  
SHA Guanglin, LIU Lu, MA Chunyan, et al. Orderly charging strategy for electric vehicles considering the vehicle-network interaction [J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(10):46-54.
- [13] 肖丽, 谢尧平, 胡华锋, 等. 基于 V2G 的电动汽车充放电双层优化调度策略[J]. 高压电器, 2022, 58(5):164-171.  
XIAO Li, XIE Yaoping, HU Huafeng, et al. Two-level optimization scheduling strategy for EV's charging and discharging based on V2G [J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(5):164-171.
- [14] LEVI E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1):433-448.
- [15] SUBOTIC I, BODO N, LEVI E, et al. Overview of fast on-board integrated battery chargers for electric vehicles based on multiphase machines and power electronics[J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(3):217-229.
- [16] SUBOTIC I, JONES M, LEVI E. A fast on-board integrated battery charger for four-motor EVs[C]//2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). Berlin, Germany. IEEE, 2014:2066-2072.
- [17] SUBOTIC I, BODO N, LEVI E. An EV drive-train with integrated fast charging capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2):1461-1471.
- [18] TONG M H, CHENG M, WANG S S, et al. An on-board two-stage integrated fast battery charger for EVs based on a five-phase hybrid-excitation flux-switching machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2):1780-1790.
- [19] XIAO Y, LIU C H, YU F. An effective charging-torque elimination method for six-phase integrated on-board EV chargers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3):2776-2786.
- [20] SUBOTIC I, BODO N, LEVI E. Integration of six-phase EV drivetrains into battery charging process with direct grid connection[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3):1012-1022.
- [21] LIU X, YU F, MAO J F, et al. Pre- and post-fault operations of six-phase electric-drive-reconstructed onboard charger for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2):1981-1993.
- [22] RAHERIMIHAJA H J, ZHANG Q F, XU G Q, et al. Integration of battery charging process for EVs into segmented three-phase motor drive with V2G-mode capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4):2834-2844.
- [23] SUBOTIC I, BODO N, LEVI E, et al. Onboard integrated battery charger for EVs using an asymmetrical nine-phase machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(5):3285-3295.
- [24] YU F, ZHANG W, SHEN Y C, et al. A nine-phase permanent magnet electric-drive-reconstructed onboard charger for electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4):2091-2101.
- [25] 於锋, 张蔚, 刘春华, 等. 电动汽车用电驱重构型充电系统及其关键技术综述[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(12):16-24.  
YU Feng, ZHANG Wei, LIU Chunhua, et al. Overview of electric-drive-reconstructed charger system for electric vehicle and its key technology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(12):16-24.
- [26] 刘广思, 肖先勇, 刘建鑫. 无差拍优化 T 型三电平 APF 模型预测电流控制[J]. 电力工程技术, 2019, 38(5):78-84.  
LIU Guangsi, XIAO Xianyong, LIU Jianxin. Model predictive current control algorithm with deadbeat optimization for T-type three-level APF [J]. Electric Power Engineering Technology, 2019, 38(5):78-84.
- [27] 史倩芸, 吴传申, 高山. 考虑电动汽车需求响应的微电网预测控制研究[J]. 电力需求侧管理, 2022, 24(2):1-6, 13.  
SHI Qianyun, WU Chuanshen, GAO Shan. Research on predictive control of microgrid considering electric vehicle demand response[J]. Power Demand Side Management, 2022, 24(2):1-6, 13.
- [28] 蒋正荣, 郝佳奇. 基于 LESO 的有源电力滤波器模型预测控制研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2023, 44(3):33-41.  
JIANG Zhengrong, HAO Jiaqi. Research on model predictive control of active power filter based on LESO [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2023, 44(3):33-41.
- [29] HABIB A, SHAWIER A, ABDEL-MAJEED M S, et al. Predictive current control of six-phase IM-based nonisolated integrated on-board battery charger under different winding configurations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7):8345-8358.
- [30] 谢鹰, 钱科军, 於锋, 等. 电动汽车用 V2G 并网逆变器改进

- 型 MPC 算法研究[J]. 电源学报, 2022, 20(4): 37-46.
- XIE Ying, QIAN Kejun, YU Feng, et al. Research on improved MPC algorithm for grid-connected V2G inverter used in electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(4): 37-46.
- [31] XIAO D, ALAM K S, NORAMBUENA M, et al. Modified modulated model predictive control strategy for a grid-connected converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 575-585.
- [32] ZHU R W, LISERRE M, CHEN Z, et al. Zero-sequence voltage modulation strategy for multiparallel converters circulating cur-

rent suppression [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 1841-1852.

作者简介:



刘兴

刘兴(1995),男,博士在读,研究方向为电动汽车永磁电机驱动控制与集成车载充电系统(E-mail:lyousying1996@163.com);

阳辉(1988),男,博士,副教授,研究方向为电动汽车车网互动技术;

王逸飞(1988),男,博士,副教授,研究方向为电力系统调度运行。

## Model predictive control strategy for grid-connected operation of integrated onboard charger system

LIU Xing, YANG Hui, WANG Yifei, CHEN Tao, QUAN Xiangjun

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Comparing to traditional onboard chargers, integrated onboard charger system (IOCS) takes obvious merits in terms of cost and power density. In this paper, an IOCS based on a six-phase permanent magnet motor drive is designed, and model predictive current control (MPCC) methods are studied for the IOCS under the grid-connection modes. At first, the topology of the IOCS is analyzed and the mathematical model is established. Following this, the implementation of traditional MPCC is also introduced. Then, a MPCC based on duty cycle optimization (DCO-MPCC) is proposed to overcome the disadvantages of the traditional MPCC including high computation burden and bad steady-state performance. On the one hand, the computation burden is alleviated by reducing the number of the alternative voltage vectors. On the other hand, a duty cycle optimization technique is proposed to enhance the steady-state performance. Finally, the effectiveness and superiority of the proposed control strategy are verified using experiments. The experimental results indicate that the proposed control strategy can significantly enhance the steady-state performance of the system and reduce the computation burden. The total harmonic distortion (THD) of grid current is reduced by 6.18% and 5.92% under charging and vehicle to grid (V2G) operations, respectively. Meanwhile, the execution time of the proposed strategy is decreased by 17.54  $\mu$ s.

**Keywords:** integrated onboard charger system (IOCS); six-phase permanent magnet motor; model predictive current control (MPCC); alternative voltage vectors; duty cycle optimization (DCO); vehicle to grid (V2G)

(编辑 方晶)