

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2313839

# 基于虚拟同步机技术的六相电驱 复用型车载充电系统\*

於 锋 程 勋 慧 王 尧

(南通大学电气工程学院 南通 226019)

**摘 要:** 电驱复用型车载充电(EDROC)系统通过复用电驱系统推进电机绕组、大额定逆变器装置与控制电路,能够分时执行电驱与充电两种变流功能,在成本、功率等级以及功率密度等方面具有显著优势。本文针对电网波动情况下三相交流接口不稳定的问题,引入了虚拟同步电机(VSM)控制,确保 EDROC 系统安全稳定运行。首先,介绍了六相 EDROC 的电路拓扑与基本工作原理;其次,利用六相电机多控制自由度的优势,将基波平面的转矩产生分量映射到  $x-y$  谐波子平面,从而实现在充电过程中无电磁转矩产生;然后,建立了三相 AC/DC 接口的 VSM 控制数学模型,使变换器模拟同步电动机运行;最后,搭建了试验样机进行实验,结果为电流总谐波失真度(THD)为 2.91%,满足国标,并且系统能够及时响应频率变化,结果表明所提方法具有理想的功率调节以及零电磁转矩性能。

**关键词:** 电驱复用型车载充电系统;三相交流接口;虚拟同步电机控制

**中图分类号:** TM351    **文献标识码:** A    **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Six-phase electric-drive-reutilized onboard charger based on virtual synchronous machine technology

Yu Feng Cheng Xunhui Wang Yao

(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

**Abstract:** The electric-drive-reutilized onboard charger (EDROC) system, which reuses the electric drive system to propel the motor winding, large-rated inverter device, and control circuit, can both implement charging and electric drive and has significant advantages in cost, power level, and power density. In this paper, virtual synchronous machine (VSM) control is introduced to address the issue of instability of three-phase AC interface under the condition of power network fluctuation, which ensures the safe and stable operation of EDROC system. Firstly, the circuit topology and basic working principle of the six-phase EDROC are introduced. Secondly, the torque generation component of the fundamental plane is mapped to the  $x-y$  harmonic subplane using the multi-control degrees of freedom of the six-phase motor, achieving no electromagnetic torque during charging. Then, a mathematical model of VSM control is established for the three-phase AC/DC interface to simulate synchronous motor operation. Finally, a prototype is built and tested. The result is that the total harmonic distortion (THD) is 2.91%, which meets the national standard and the system can make corresponding adjustments to the frequency change in time. The results show that the proposed method has ideal power adjustment and zero electromagnetic torque performance under the condition of frequency fluctuation.

**Keywords:** EDROC; three-phase AC interface; VSM

### 0 引 言

近年来,电动汽车因其环保、驱动效率高、运转无噪音和更容易实现智能化等优点,得到了蓬勃发展。电动汽车

充电问题<sup>[1-2]</sup>作为影响电动汽车使用体验的因素之一,对电动汽车的大规模推广至关重要。传统的车载充电系统<sup>[3]</sup>需要占用一定的车内空间,充电功率低,并且会增加电动汽车生产成本。电驱复用型车载充电(electric-drive-reutilized

收稿日期:2023-06-07

\* 基金项目:国家自然科学基金(52177051)、江苏省自然科学基金青年基金(BK20220610)项目资助

onboard charger, EDROC) 系统<sup>[4]</sup>通过复用电驱系统推进电机绕组、大定额逆变器装置与控制电路,能够分时执行电驱与充电两种变流功能,且在成本、功率等级以及功率密度等方面具有显著优势,已经成为国内外学者的研究热点。多种基于三相<sup>[5]</sup>或多相电驱的 EDROC 系统<sup>[6-8]</sup>相继被提出,相较于三相 EDROC 系统,多相 EDROC 系统继承了多相电驱系统的冗余设计与多控制自由度特性<sup>[9]</sup>,能够满足电动汽车对安全性、舒适性以及快速充电的需求。

基于多相电驱的 EDROC 系统实现三相大功率快充的同时,要兼顾零电磁转矩输出。为此,Ranjith 等<sup>[10]</sup>基于六相电机的多控制自由度,研究了转矩产生情况,表明充电中仅会产生脉振转矩。Yu 等<sup>[11]</sup>提出了一种新的九相 EDROC 系统电路拓扑,从磁共能的角度分析了充电过程中电磁转矩最小时的转子位置角,利用多相电机额外的控制自由度实现零电磁转矩输出。目前研究主要集中在多相 EDROC 系统的拓扑结构及充电控制策略中<sup>[12]</sup>。

然而,在实际系统中,复用电驱中的逆变器,取用电网的有功功率用于电池充电。当接入电网的负载过多或过少时,网侧发出的有功功率与负载侧消耗的有功功率不平衡<sup>[13]</sup>,易造成电网频率波动。同时,电驱系统中的逆变器不具备参与电网频率调节的功能,导致电网缺少惯性和阻尼,产生频率波动和功率大幅度振荡,这极不利于充电系统的稳定性。有学者针对电动汽车充电桩,提出在充电桩的三相可控整流器中采用虚拟同步电机控制策略(virtual synchronous machine, VSM)<sup>[14]</sup>,通过模拟同步电动机的惯性和阻尼特性,为电网提供必要的频率支撑<sup>[15]</sup>。Yan 等<sup>[16]</sup>提出了一种用于充电模式的 VSM 控制,实现非车载充电器快速充电。然而,鲜有文献针对多相 EDROC 系统中三相交流接口<sup>[17]</sup>进行研究。

本文研究了一种基于 VSM 的六相 EDROC 系统充电方案。将励磁从转矩产生平面转移到非转矩产生平面,实现充电过程中无电磁转矩产生;在此控制基础上,将 VSM 控制应用于六相 EDROC 系统中,利用 VSM 控制三相交流接口,响应电网频率变化,为电网提供阻尼和惯性,增强充电系统稳定性;最后,通过实验验证了所提方法的有效性。

## 1 六相 EDROC 系统分析

如图 1 所示,六相 EDROC 系统包括三相电网、六相对称永磁同步电机(permanent magnet synchronous machine, PMSM)、六相电压源逆变器、直流侧滤波电容、电池以及开关器件。系统工作在电驱模式下,开关闭合;系统工作在充电模式下,开关断开,电机绕组作为网侧的滤波电感,此外,为保证充电过程中电机静止,电网的  $a$  相与绕组 A 和 U 连接, $b$  相与绕组 B 和 W 连接, $c$  相与绕组 C 和 V 连接,从而流经两套绕组的电流方向相反,产生的旋转磁场相互抵消,无电磁转矩产生。

网侧三相电压可表示为:

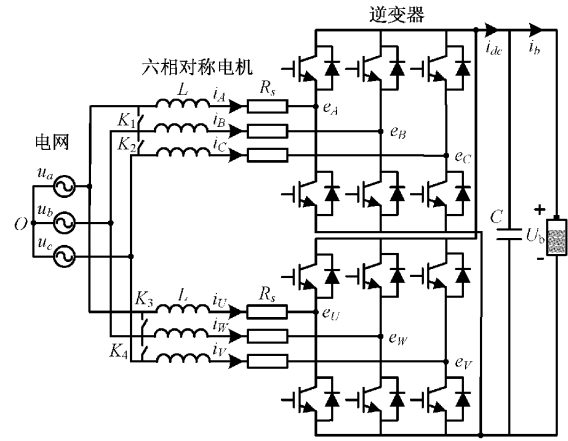


图 1 六相 EDROC 系统电路拓扑

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega_g t) \\ u_b = U_m \cos(\omega_g t - 120^\circ) \\ u_c = U_m \cos(\omega_g t - 240^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $U_m$  为电网侧三相电压幅值, $\omega_g$  为电网电压角频率, $u_a, u_b, u_c$  是电网三相电压的瞬时值。

在网侧呈单位功率因数的情况下,电网流出的三相电流可表示为:

$$\begin{cases} i_{ga} = I_{mg} \cos \omega_g t = 2I_m \cos \omega_g t \\ i_{gb} = I_{mg} \cos(\omega_g t - 120^\circ) = 2I_m \cos(\omega_g t - 120^\circ) \\ i_{gc} = I_{mg} \cos(\omega_g t - 240^\circ) = 2I_m \cos(\omega_g t - 240^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $I_{mg}$  为电网侧流出三相电流幅值, $I_m$  为流经六相对称 PMSM 绕组电流的幅值, $i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$  为电网侧流出三相电流的瞬时值。

则流经电机绕组的电流可表示为:

$$\begin{cases} i_A = i_U = I_m \cos \omega_g t \\ i_B = i_W = I_m \cos(\omega_g t - 120^\circ) \\ i_C = i_V = I_m \cos(\omega_g t - 240^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $i_A, i_B, i_C, i_U, i_V, i_W$  为流经六相电机绕组的电流瞬时值。

六相电机是个高阶非线性时变系统,其变量之间存在强烈的耦合关系,数学模型十分复杂,不利于控制器的设计。通过矢量空间解耦(vector space decomposition, VSD)技术可以实现六相系统的降阶解耦,将六维变量映射到相互正交的 3 个子平面, $\alpha-\beta$  基波子平面、 $x-y$  谐波子平面以及  $0_1-0_2$  零序子平面:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \delta & \cos 2\delta & \cos 3\delta & \cos 4\delta & \cos 5\delta \\ 0 & \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta & \sin 5\delta \\ 1 & \cos 2\delta & \cos 4\delta & \cos 6\delta & \cos 8\delta & \cos 10\delta \\ 0 & \sin 2\delta & \sin 4\delta & \sin 4\delta & \sin 4\delta & \sin 4\delta \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ x \\ y \\ 0_1 \\ 0_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:  $\delta$  为  $\pi/3$ 。

通过 VSD 变换, 在六相解耦子平面的定子电流分量可以表示为:

$$\begin{cases} i_\alpha = 0.866 I_m \cos(\omega_g t - 30^\circ) \\ i_\beta = 0.5 I_m \cos(\omega_g t - 30^\circ) \\ i_x = 0.5 I_m \cos(\omega_g t + 60^\circ) \\ i_y = 0.866 I_m \cos(\omega_g t + 60^\circ) \\ i_{01} = 0 \\ i_{02} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $i_\alpha, i_\beta$  为  $\alpha-\beta$  子平面的电流,  $i_x, i_y$  为  $x-y$  子平面的电流,  $i_{01}, i_{02}$  为  $0_1-0_2$  子平面的电流。由图 2 可知,  $\alpha-\beta$  基波子平面即转矩产生平面电流轨迹为一条直线, 部分产生转矩的分量映射到  $x-y$  谐波子平面, 又考虑到电网频率变化不会影响电流轨迹, 因此, 充电过程中, 电机中仅会产生脉振磁场, 避免了旋转磁场的生成, 不会造成能量损失。

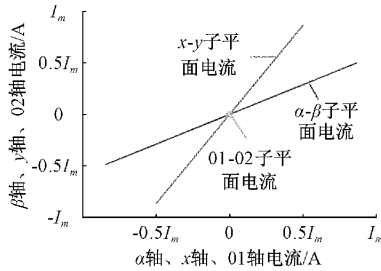


图 2 电流轨迹

## 2 VSM 控制

六相 EDROC 系统整体控制框图如图 3 所示, 首先, 通过锁相环得到电网相位和电网电压旋转角频率信息, 再将流经电机绕组的相电流, 通过坐标变换转换到  $d-q$  平面; 接着, 将  $d$  轴和  $q$  轴的电流分量  $i_d$  和  $i_q$  经过 VSM 控制得到反电动势  $e$ ; 最后进行 PWM 调制以及取反运算, 得到开关管驱动信号。

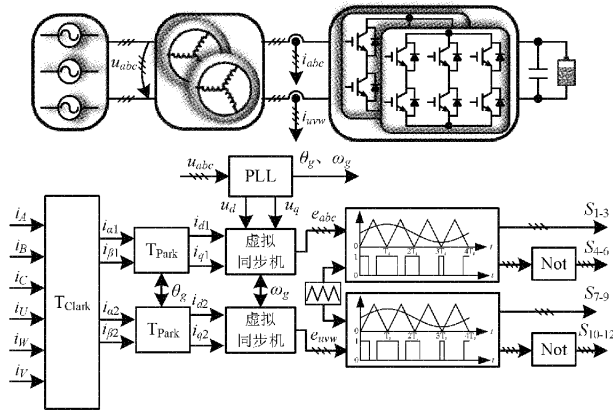


图 3 六相 EDROC 整体控制框图

### 2.1 等效模型建立

图 1 的电路拓扑可等效为图 4, 将电网与整流器连接

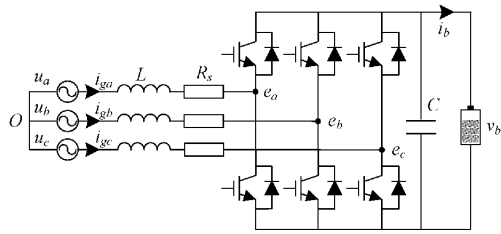


图 4 充电模式下图 1 的等效电路

的三相交流接口等效为一个同步电动机, 使得三相交流接口具备惯性和阻尼特性, 为电网提供频率支撑。

将其与同步电动机进行模型等效, 忽略定子绕组之间的互感, 电机极对数为 1。  $L, R$  可等效为虚拟同步电动机定子绕组及其内阻,  $u_a, u_b, u_c$  可等效为虚拟同步电动机的三相端电压,  $i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$  等效为流经定子绕组的电流,  $e_a, e_b, e_c$  为整流器三相桥臂中点电压, 可等效为虚拟同步电动机中虚拟转子转动在定子中产生的反电动势, 其表达式为:

$$\begin{cases} e_a = M_f i_f \omega \sin \theta \\ e_b = M_f i_f \omega \sin(\theta - 120^\circ) \\ e_c = M_f i_f \omega \sin(\theta - 240^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $M_f i_f$  为励磁分量,  $\omega$  为同步电机角速度。

则同步电动机的电气方程可表示为:

$$\begin{cases} u_a = R i_{ga} + L \frac{di_{ga}}{dt} + e_a \\ u_b = R i_{gb} + L \frac{di_{gb}}{dt} + e_b \\ u_c = R i_{gc} + L \frac{di_{gc}}{dt} + e_c \end{cases} \quad (7)$$

机械方程为:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_m - D_p (\omega - \omega_g) \quad (8)$$

式中:  $J$  为同步电动机的转动惯量,  $T_e$  为电磁转矩,  $T_m$  为机械转矩,  $D_p$  为阻尼系数。其中, 电磁转矩的表达式为:

$$T_e = \frac{P}{\omega} \quad (9)$$

式中:  $P$  为 VSM 实际有功功率。

### 2.2 VSM 控制机制

VSM 控制框图如图 5 所示, 包括有功功率控制和无功功率控制两个部分。

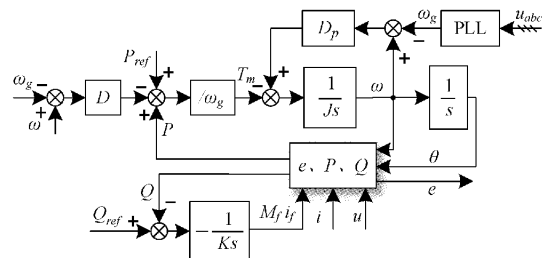


图 5 基于 VSM 的三相整流器直接功率控制框图

有功功率控制部分模拟同步电机的一次调频功能, 采

用有功一频率下垂控制,下垂特性曲线如图 6 所示,当电网频率减小时,同步电动机的机械功率减小,等效于同步整流器有功功率减小,负载侧充电功率减小。从而,在电网频率变化时,通过调节 VSM 的机械功率调整同步整流器的有功功率指令,负载侧的有功功率与电网输出有功功率达到平衡状态。

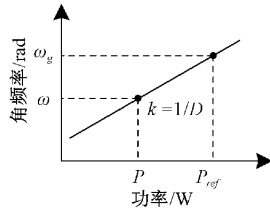


图 6 有功一频率下垂特性

下垂关系式为:

$$\omega - \omega_g = \frac{1}{D}(P - P_{ref}) \quad (10)$$

式中: $P_{ref}$  为 VSM 有功功率参考值, $D$  为有功一频率下垂系数。

类似于同步电动机的励磁调节特性,励磁分量可由无功功率进行调节:

$$M_f i_f = -\frac{1}{K} \int (Q_{ref} - Q) dt \quad (11)$$

式中: $K$  为无功调节系数, $Q_{ref}$  为无功功率参考值,一般为 0, $Q$  为 VSM 实际无功功率,通过调节励磁分量可使电网在单位功率因数下运行。

控制核心基础为三相同步电动机的机械方程,即式(8),在电网频率发生变化时,由于存在一阶积分环节,VSM 的角速度不会发生突变,VSM 有足够的时间调节有功功率指令重新建立有功功率平衡,为电网提供惯性支撑。将阻尼系数与电网频率和 VSM 角频率的差值做乘法得到虚拟阻尼部分,这可以有效地抑制有功功率振荡,使得系统逐步稳定,为电网提供阻尼支撑。

将输出的 VSM 反电动势  $e$  作为调制波,高频三角波作为载波,输入 PWM 发生器进行调制,输出开关管的驱动控制信号。

### 3 实 验

为了进一步验证所提出方法的可行性,搭建了六相 EDROC 系统实验平台,如图 7 所示。为确保实验的安全性,本实验采用可调电阻箱并模拟负载,负载两端并联一个  $470 \mu\text{F}/450 \text{V}$  的电解电容用于稳压。该实验平台包括三相可调交流电源、对称六相 PMSM、控制箱、稳压电容、可调电阻箱等部分。驱动电机为额定功率  $2.3 \text{ kW}$  的 PMSM 电机,六相定子绕组均呈现为开绕组状态,作为电网侧滤波电感使用,电机的具体参数如表 1 所示。控制箱集成了功率电路和控制电路等部分,逆变器由六个 FF300R12ME4 (英飞凌) 模块组成,核心控制器为 TI 公司的

TMS320F28335DSP 芯片。实验中定子电流由电流传感器 HAS 50-S/SP50 采集,电网电压由电压传感器 LV25-P 采集。

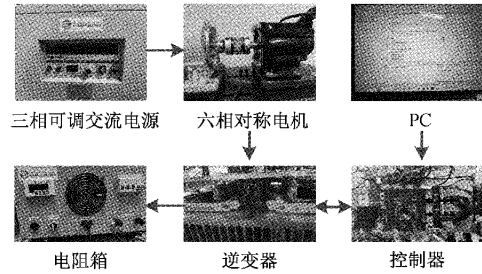


图 7 实验样机

实验中的控制策略关键参数如表 2 所示。设置开关频率为  $10 \text{ kHz}$ ,输入的三相电网电压有效值为  $27 \text{ V}$ ,频率为  $50 \text{ Hz}$ ,负载选用阻值为  $25 \Omega$  的电阻。

表 1 对称六相 PMSM 主要参数

名称	数值
额定功率	2 kW
额定转速	2 000 r/min
额定电磁转矩	8.5 N·m
极对数	5
直轴电感	7 mH
交轴电感	6.5 mH
定子内阻	0.51 $\Omega$
定子漏感	0.5 mH
转动惯量	0.001 1 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
永磁体磁链	0.042 Wb

表 2 实验主要参数

参数	数值
电网相电压 $U$	27 V
虚拟转动惯量 $J$	0.03 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
虚拟阻尼系数 $D_p$	17
无功调节系数 $K$	500
下垂系数 $D$	40
开关频率 $f$	10 kHz
负载电阻 $R$	25 $\Omega$

为验证电网侧单位功率因数运行以及基本的充电效果,本文进行了稳态实验验证。给定系统有功功率为  $290 \text{ W}$ ,无功为 0,正常工况下运行结果如图 8 所示,图 8(a) 给出了网侧  $a$  相电压  $u_a$ ,网侧电流  $i_{ga}$ 、 $i_{gb}$ ,A 相绕组电流  $i_A$ ,由图中可知电网  $a$  相电压与电流同相位,电网侧单位功率因数运行,网侧电流平衡,符合 IEC 61000 和 IEC 61851 等电网要求,网侧电流与绕组电流幅值分别约为 5 和  $2.5 \text{ A}$ 。图 8(b) 给出了电网频率  $f$ ,VSM 有功功率  $P$ 、

VSM 与电网交换的无功功率  $Q$  和直流侧电压  $u_{dc}$ ，可以看出，电网频率为 50 Hz，有功功率  $P$  约 290 W，无功功率约为 0，均能达到给定值，系统能够较好地跟踪功率，直流侧电压有微小的振荡，近似为一条直线，约为 80 V，系统处于稳定状态。

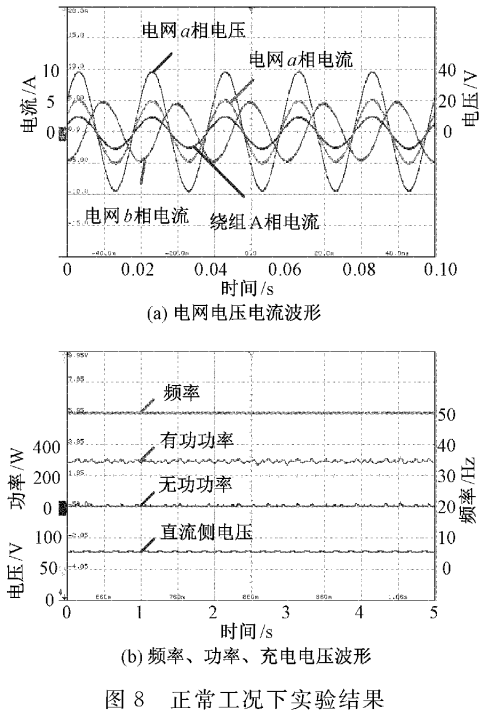


图 8 正常工况下实验结果

为验证在电网频率变化时系统的调节作用，本文进行了动态实验验证。设置电网频率  $f$  由 50 Hz 跌落到 49.5 Hz，功率由 290 W 降到 220 W。图 9(a) 展示了瞬态电网电流和直流侧电压的变化，频率突降时电网电流下降，直流侧电压下降，且经过调节后趋于稳定，系统可以快速响应频率变化。图 9(b) 给出了电网频率  $f$ ，VSM 吸收的有功功率  $P$ 、VSM 与电网交换的无功功率  $Q$  和直流侧电压  $u_{dc}$  的动态变化， $P$  根据  $f$  变化进行调整， $Q$  保持为 0，在频率变化时  $P$  有一个下降的趋势， $Q$  有一个上升的趋势，经过调节系统稳定， $P$  恢复到给定值， $Q$  随即被调节为 0，且调节过程变化平稳，说明系统具备应对频率变化并快速调节的能力。由于惯性环节的存在， $f$  不会有较大的变化，为电网调整到稳定状态提供了足够的时间。由于阻尼  $D_p$  的存在，系统在响应频率变化时有功功率和无功功率近似为一条直线，没有较大的振荡，保证了系统的稳定性。图 10 所示为实验过程中电机电流轨迹， $\alpha-\beta$  基波子平面轨迹为一条直线，充电过程中，电机中无旋转磁场产生，仅会产生脉振磁场，并且电网频率变化不会影响电流轨迹，充电过程中电机静止。

目前，六相 EDROC 系统所采用的控制方法并未考虑到当接入电网的负载过多或过少时电网频率波动对于网侧

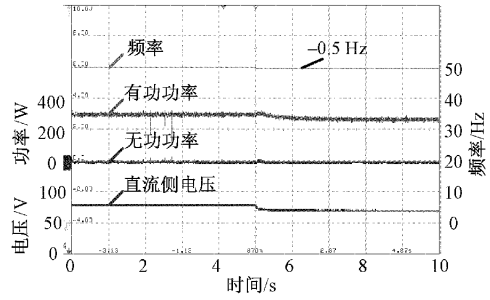
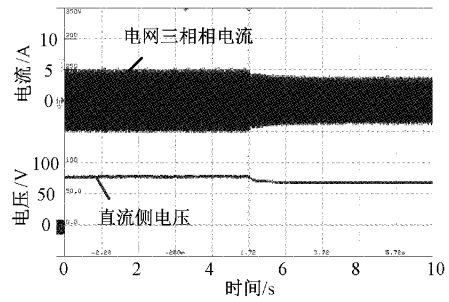


图 9 频率突变时实验结果

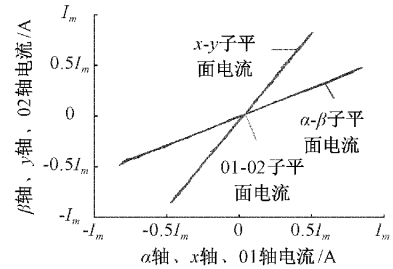


图 10 实验电流轨迹

的影响，逆变器不具备参与电网频率调节的功能。当电网频率发生变化时，如果不采用应对措施，变换器的工作点会发生移动，导致输出电流或电压不稳定，甚至系统失控，这极不利于充电系统的稳定性。而在六相 EDROC 系统中采用 VSM 控制，交流接口的外特性可以等效为同步电机，逆变器具备较强的适应性和稳定性，能够适应电网频率的变化，并且能够及时控制输出电压和电流，保持正常工作状态。采用 VSM 控制，电网电流在稳态运行时都具有较低的谐波畸变率，快充接口向电网取用的负荷电流具有足够低的谐波含量，尤其在动态变化过程中，电网电流不会产生明显的畸变，过渡平稳，这可以有效降低电网频率变化对电网造成的不利影响以及对逆变器产生的冲击，极大地增加了系统的稳定性。如图 11 所示为功率频率突变时网侧电流总谐波失真度 (total harmonic distortion, THD)，由图中可以看出，采用 VSM 控制，电网电流畸变率小，电流 THD 为 2.91%，传统的电压定向控制方法网侧电流 THD 为 5.05%。因此，在六相 EDROC 系统中采用 VSM 控制明显可以降低电流谐波含量。

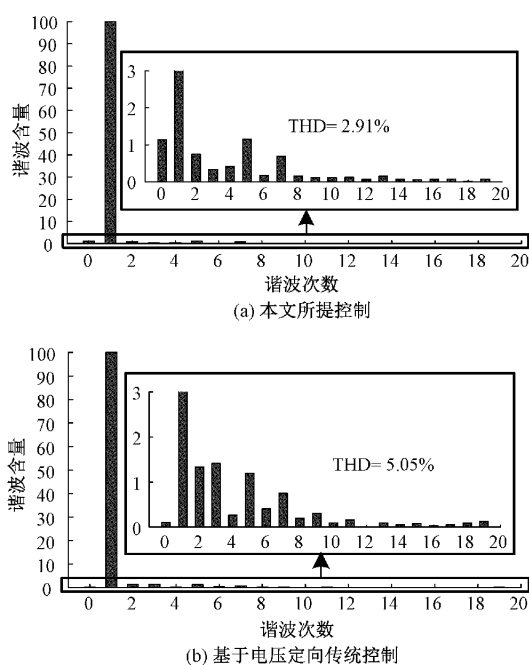


图 11 功率频率突变网侧电流 THD

## 4 结 论

本文研究了基于 VSM 的六相 EDROC 系统充电运行方案,将电机中基波平面的转矩产生分量映射到谐波平面,并且通过 VSM 控制使变换器模拟同步电动机运行。在此基础上,进行仿真和实验验证,实验结果表明,本文提出的充电运行方案可以实现六相 EDROC 系统在充电过程中单位功率因数运行且无电磁转矩产生,同时能为电网提供惯性和阻尼支撑,对电网频率变化做出有效应对,避免了充电系统大幅度振荡,确保了系统的安全稳定运行。然而,本文所提控制方法在充电过程中仍然会产生脉振磁场,且未考虑零序环流对控制带来的影响,为后续研究提供了新的思路。

## 参考文献

[1] 王义,刘欣,高德欣. 电动汽车大功率充电设备的多段恒流充电方法[J]. 电子测量技术, 2021, 44(24): 20-25.

[2] 张利国,厉风,李宇剑,等. 基于电池功率的永磁同步电机预测电流控制[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(1): 126-131.

[3] 佟明昊,程明,许芷源,等. 电动汽车用车载集成式充电系统若干关键技术问题及解决方案[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5125-5142.

[4] 葛天天,於锋,刘兴. 多相电驱重构型车载充电系统绕组开路故障诊断与容错控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(20): 15-20.

[5] SHARMA S, AWARE M V, BHOWATE A. Integrated battery charger for ev by using three-phase induction motor stator windings as filter [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020,

6(1): 83-94.

[6] RAHERIMIHAJA H J, ZHANG Q, NA T, et al. A three-phase integrated battery charger for evs based on six-phase open-end winding machine [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12122-12132.

[7] 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.

[8] ABDEL-MAJEED M S, SHAWIER A, HABIB A, et al. A three-phase nonisolated pseudo-six-phase-based integrated onboard battery charger for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1300-1310.

[9] SOUSA T J C, PEDROSA D, MONTEIRO V, et al. A review on integrated battery chargers for electric vehicles[J]. Energies, 2022, 15(8): 1996-1073.

[10] RANJITH S, VIDYA V, KAARTHIK R S. An integrated EV battery charger with retrofit capability[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 985-994.

[11] 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.

[12] 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.

[13] 王雪瑞,曹鑫,郝振洋. 基于虚拟同步机的三相整流器直接功率控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(6): 49-52.

[14] 周珊,吕志鹏,吴鸣,等. 虚拟同步机技术在电动汽车充电桩中的应用[J]. 供用电, 2019, 36(4): 24-30.

[15] 李佳佳,俞兴伟,洪挺. 适用于电动汽车充放电功能的虚拟同步机技术的研究[J]. 电测与仪表, 2021, 58(12): 39-48.

[16] YAN X W, LI J J, ZHANG B, et al. Virtual synchronous motor based-control of a three-phase electric vehicle off-board charger for providing fast-charging service [J]. Applied Sciences-Basel, 2018, 8(6): 2076-3417.

[17] 郭强,何黎鹏,肖蕙蕙,等. 一种实现电流型 PWM 整流器直流侧电压波动抑制的控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(6): 313-324.

## 作者简介

於锋,博士,副教授,从事新能源发电、永磁同步电机变频调速研究。

E-mail: yufeng628@ntu.edu.cn

程勳慧,硕士研究生,从事多相电驱复用型车载充电系统三相交流接口控制研究。

E-mail: c18860427754@163.com

王尧(通信作者),博士,讲师,从事永磁同步电机驱动等方面的研究。

E-mail: wy\_ntu@ntu.edu.cn