DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.338 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

六相电驱重构型 V2G 系统断相故障容错控制

於 锋[1]，胡德林[1]，朱志豪[2]
(1.南通大学电气工程学院，南通 226019；2.天津大学电气自动化与信息工程学院，天津 300072)

摘要：电驱重构型车网互联 V2G(vehicle-to-grid)系统具有成本低、空间利用率高等优势，已成为国内外学术界的研究热点。断相故障是电驱重构型 V2G 系统运行中的常见故障，该故障会导致网侧电流不平衡，甚至引起突发性电机转矩，出现安全隐患。基于此，提出 1 种不对称六相永磁同步电机电驱重构型 V2G 系统及其断相故障容错控制方案。首先，分析六相电驱重构型 V2G 系统的电路拓扑；接着，推导网侧电流与电机 x–y 空间电流的关系，分析系统正常运行时的工作机理；然后，结合电机 o_1–o_2 空间电流注入，提出 1 种零转矩、网侧电流平衡的六相电驱重构型 V2G 系统断相故障容错运行方案，确保系统在断相故障下正常运行；最后，设计 1 台 270 W 实验样机，实验结果验证了该系统及其容错运行方案的可行性。

关键词：车网互联；电驱重构；断相故障；六相永磁同步电机；容错运行

Fault Tolerant Control of Six-phase Electric-drive-reconstructed V2G System Under Open-phase Fault

YU Feng[1], HU Delin[1], ZHU Zhihao[2]
(1. School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Due to its advantages such as low cost and high space utilization, the electric-drive-reconstructed vehicle-to-grid (V2G) system has become a research hotspot recently. The open-phase fault is inevitable during the operation of the electric-drive-reconstructed V2G system, under which the grid-side current will fail to keep balance and the motor torque may even increase sharply. Therefore, there are many potential safety problems. Aimed at these problems, an electric-drive-reconstructed V2G system based on an asymmetric six-phase permanent magnet synchronous motor is constructed, and its fault tolerant control scheme under open-phase fault is proposed. First, the circuit topology of the six-phase electric-drive-reconstructed V2G system is analyzed. Second, the relationship between the grid-side current and the motor's x–y space current is deduced, so that the working mechanism of the system during its normal operation is obtained. Third, a fault tolerant operation scheme for the six-phase electric-drive-reconstructed V2G system under open-phase fault is put forward by injecting current to the o_1–o_2 space of the motor, so as to produce zero torque and balanced grid-side current and ensure the system's normal operation under open-phase fault. Finally, a 270 W experimental prototype was built, and experimental results verified the feasibility of the system and its fault tolerant operation scheme.

Keywords: Vehicle-to-grid (V2G); electric-drive-reconstructed; open-phase fault; six-phase permanent magnet synchronous motor; fault tolerant operation

收稿日期：2023-06-20；**修回日期**：2023-08-22；**录用日期**：2023-09-12；**网络首发日期**：2023-12-06
基金项目：国家自然科学基金面上资助项目(52177051)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177051

随着可再生能源发电装机量不断提高，接入到电力系统中的太阳能、风能等发电机组逐年递增，然而，自然资源的不连续性、不可预估性将不可避免地引起电网发电波动问题[1]。车网互联 V2G (vehicle-to-grid)系统作为 1 种灵活的储能技术，利

用一定规模的电动汽车动力电池作为电网负荷和可再生能源之间的缓冲，实现了可移动能量存储单元与配电网的电能双向交换，从而确保了电力供需平衡、降低了需求侧负荷峰谷差、提高了电网运行效率。

目前，进行电动汽车到电网能量流动的设备主要有独立型V2G系统[2-5]和电驱重构型V2G系统[6-8]。相较于独立型 V2G 系统，电驱重构型 V2G 系统通过复用电动汽车电驱系统中的逆变器、电机定子绕组、电流传感器等[9]，实现电动汽车到电网的电能传输，因此具有成本低、空间利用率高等优势，国内外学者对其进行了广泛研究。文献[10]对三相开关磁阻电驱系统进行重构，实现了电动汽车到单相电网的能量传输；文献[11]基于三相永磁同步电机，提出 1 种三相电驱重构型 V2G 系统，该系统通过对电机定子绕组进行重构，额外安装滤波电感，确保系统 V2G 模式产生零启动转矩，实现了电动汽车到三相电网的能量传输。此外，考虑到六相电驱系统低转矩脉动、高容错性能、多控制自由度等优点[12]，文献[13]提出 1 种六相电驱重构型 V2G 系统，该系统将电机绕组 AU、BW 和 CV 两两并联后连接到三相电网，在抑制电机启动转矩的同时，实现了电动汽车与三相电网间的能量流动。虽然上述电驱重构型 V2G 系统消除了电机的启动转矩，但系统运行期间仍然存在脉振转矩，从而引起电机震动并带来噪声，这会造成能量的损失甚至安全隐患。为此，文献[14]提出 1 种基于分段式三相永磁同步电机的电驱重构型 V2G 系统，该系统通过将三套电机绕组的中性点连接到电网，消除了 V2G 运行期间存在的脉振转矩问题。断相故障是电驱重构型 V2G 系统中的常见故障，因此确保系统在断相故障下正常运行具有重大意义[15-16]，断相故障下容错运行虽然是多相电机特性之一，但该特性在文献[13-14]中却没有体现。文献[17]对六相电驱重构型充电机的容错能力进行了分析，并且从调整定子电流幅值与相位的角度出发，构建了网侧电流平衡与零启动转矩 2 个约束条件，并利用 MATLAB 优化工具 fmincon 求解后得到定子电流给定值，实现了充电机断相故障容错运行。然而，该文献提出的电驱重构型充电拓扑在正常运行和容错运行时，电机均产生不可忽略的脉振转矩，并且该文献提出的容错控制方案不能直接应用到电驱重构型 V2G 系统。

基于此，本文提出 1 种不对称六相永磁同步电机 ASPMSM(asymmetric six-phase permanent magnet synchronous motor)电驱重构型 V2G 系统及其断相容错控制方法。正常运行工况下，通过向电机 x–y 空间注入谐波电流，实现电动汽车向三相电网零脉振转矩电能传输。断相故障运行工况下，通过向电机 o_1–o_2 空间注入特定的电流，实现系统断相容错运行。需要特别指出的是，不论是正常运行工况还是断相容错运行工况，V2G 系统中电机产生的启动转矩和脉振转矩都为 0。

1　ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统

1.1　电路拓扑与正常运行工况分析

本文研究的ASPMSM电驱重构型V2G系统的电路拓扑如图 1 所示，主要包括三相电网、ASPMSM、六相电压型逆变器、直流侧稳压电容、电池及模式开关 S_x(x=1, 2, 3, 4, 5, 6)。当系统工作在正常电驱模式时，模式开关全部下拨，即图 1 所示的状态；当系统工作在 V2G 模式时，模式开关全部上拨，此时，ASPMSM 的 2 套绕组两两组合连接至三相电网，绕组 A 与 V 连接至 a 相，绕组 B 与 W 连接至 b 相，绕组 C 与 U 连接至 c 相。规定电流流向电网为正方向，系统单位功率运行时，网侧电流和电压同相位。

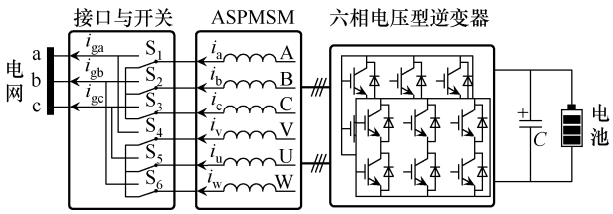


图 1　ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of ASPMSM electric-drive-reconstructed V2G system

与三相电机相比，多相电机的显著特性是具有多个控制自由度。通过矢量空间解耦 VSD(vector space decoupling)技术，可以将六相电机电流映射到 3 个互相垂直的子空间 α–β、x–y 和 o_1–o_2，其中，只有 α–β 空间的电流参与电机有效转矩的产生，因此要实现电机的零启动转矩和零脉振转矩，α–β 空间的电流必须为 0。VSD 矩阵的表达式为

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{vsd}}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0\\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1\\ 1 & -1/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0\\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1\\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1\end{bmatrix} \tag{1}$$

为了实现网侧电流平衡，同时抑制启动转矩及脉振转矩，在电机 x–y 空间分别注入电流为 $I_{xy}\cos\theta_{xy}$ 和 $I_{xy}\cos(\theta_{xy}+90^\circ)$，其中 I_{xy} 和 θ_{xy} 分别为电机 x–y 空间电流幅值和相位，电机 α–β 与 o_1–o_2 空间注入电流为 0，则在系统正常运行时，相应的各绕组相电流为

$$\begin{cases}i_{\mathrm{a}}=I_{xy}\cos\theta_{xy}\\ i_{\mathrm{b}}=I_{xy}\cos(\theta_{xy}-120^\circ)\\ i_{\mathrm{c}}=I_{xy}\cos(\theta_{xy}-240^\circ)\\ i_{\mathrm{u}}=I_{xy}\cos(\theta_{xy}-210^\circ)\\ i_{\mathrm{v}}=I_{xy}\cos(\theta_{xy}+30^\circ)\\ i_{\mathrm{w}}=I_{xy}\cos(\theta_{xy}-90^\circ)\end{cases} \tag{2}$$

式中，i_{a}、i_{b}、i_{c}、i_{u}、i_{v}、i_{w} 分别为流过电机绕组 A、B、C、U、V、W 的电流。基于图 1 的电路拓扑，可以得出网侧电流为

$$\begin{cases}i_{\mathrm{ga}}=(i_{\mathrm{a}}+i_{\mathrm{v}})=kI_{xy}\cos(\theta_{xy}+15^\circ)\\ i_{\mathrm{gb}}=(i_{\mathrm{b}}+i_{\mathrm{w}})=kI_{xy}\cos(\theta_{xy}-105^\circ)\\ i_{\mathrm{gc}}=(i_{\mathrm{c}}+i_{\mathrm{u}})=kI_{xy}\cos(\theta_{xy}-225^\circ)\end{cases} \tag{3}$$

式中：i_{ga}、i_{gb}、i_{gc} 分别为网侧 a、b、c 相电流；k=2cos15°。由(3)可知，此时网侧 a、b、c 相电流幅值相等且相位相差 120°。为了进一步得到网侧 d_{g}–q_{g} 空间电流与电机 x–y 空间电流的关系，首先对网侧电流进行 Clark 变换后得到网侧 α_{g}–β_{g} 空间电流为

$$\begin{cases}i_{\mathrm{g}\alpha}=kI_{xy}\cos(\theta_{xy}+15^\circ)\\ i_{\mathrm{g}\beta}=kI_{xy}\cos(\theta_{xy}-75^\circ)\end{cases} \tag{4}$$

式中，$i_{\mathrm{g}\alpha}$ 和 $i_{\mathrm{g}\beta}$ 分别为网侧 α_{g}–β_{g} 空间中 α_{g} 轴和 β_{g} 轴的电流值。然后，通过反 Park 变换，可以得到网侧 α_{g}–β_{g} 空间和 d_{g}–q_{g} 空间的关系为

$$\begin{bmatrix}i_{\mathrm{g}\alpha}\\ i_{\mathrm{g}\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_{\mathrm{g}} & -\sin\theta_{\mathrm{g}}\\ \sin\theta_{\mathrm{g}} & \cos\theta_{\mathrm{g}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{g}d}\\ i_{\mathrm{g}q}\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：$i_{\mathrm{g}d}$ 和 $i_{\mathrm{g}q}$ 分别为网侧 d_{g}–q_{g} 空间中 d_{g} 轴和 q_{g} 轴的电流值；θ_{g} 为网侧相位。最后，结合式(4)和式(5)，可得出网侧 d_{g}–q_{g} 空间电流与电机 x–y 空间电流的关系为

$$\begin{bmatrix}i_x\\ i_y\end{bmatrix}=\frac{1}{k}\begin{bmatrix}\cos15^\circ & \sin15^\circ\\ \sin15^\circ & -\cos15^\circ\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\cos\theta_{\mathrm{g}} & -\sin\theta_{\mathrm{g}}\\ \sin\theta_{\mathrm{g}} & \cos\theta_{\mathrm{g}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{g}d}\\ i_{\mathrm{g}q}\end{bmatrix} \tag{6}$$

式中，i_x 和 i_y 分别为电机 x–y 空间中 x 轴和 y 轴的电流值。

综上，只需设定网侧 d_{g}–q_{g} 空间的电流，然后结合式(6)向电机 x–y 空间注入相应的电流就能实现 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统的正常运行。此时只有电机 x–y 空间的电流参与系统的运行，电机产生零启动转矩和零脉振转矩。

1.2 断相故障运行工况分析与容错运行方案

本文以电机绕组 B 断相故障为例，研究 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统的容错运行方案。在该工况下，为了探讨故障后各空间的电流和转矩的情况，进行了仿真验证。在仿真实验中，设定网侧 d_{g}–q_{g} 空间电流参考值 $i_{gd}^{*}=4$ A、$i_{gq}^{*}=0$，网侧相电压幅值为 45 V，直流侧电压为 200 V。当绕组 B 断相后，电机 3 个子空间电流的轨迹如图 2 所示，通过观察电机 α–β 空间的电流轨迹，可知此时电机同时产生启动转矩和脉振转矩。文献[17]提及的传统容错方法为了保持网侧电流平衡，使网侧电流 i_{gb} 完全流经绕组 W 并且保持其余绕组电流与正常运行工况一致，此时的 3 个子空间电流的轨迹如图 3(a)

所示，可见电机 α–β 空间电流轨迹为 1 条直线，说明电机产生脉振转矩，意味着电机将发生震动并产生噪声，造成能量的损失甚至产生安全隐患。因此，需要合适的容错运行方案避免产生脉振转矩，进而提高容错控制的性能。

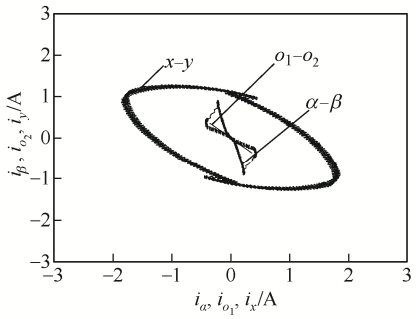
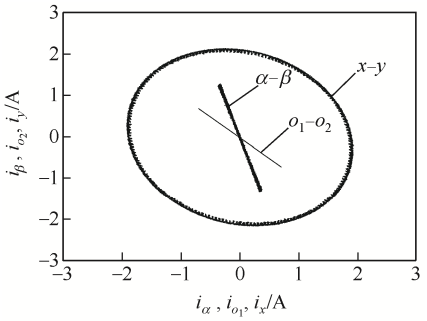
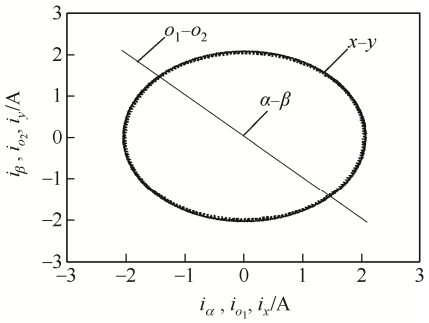


图 2　绕组 B 断相时空间 α–β、o_1–o_2 及 x–y 的电流轨迹

Fig. 2 Loci of α–β, o_1–o_2 and x–y space currents when winding B is disconnected



(a) 传统容错方法中空间α–β、o_1–o_2及x–y的电流轨迹



(b) 本文容错方法中空间α–β、o_1–o_2及x–y的电流轨迹

图 3　2 种容错方法中空间 α–β、o_1–o_2 及 x–y 的电流轨迹

Fig. 3 Loci of α–β, o_1–o_2 and x–y space currents in two fault tolerant control methods

本文通过注入电流到电机 o_1–o_2 空间实现了电驱重构型 V2G 系统断相故障容错，在绕组 B 发生断相后容错运行时，电机 3 个子空间电流的轨迹如图 3(b)所示，可见此时 α–β 空间的电流轨迹为 1 个点，说明 α–β 空间电流始终保持为 0，此时电机产生零启动转矩和零脉振转矩。相比于传统方法，本文提出的容错控制方法消除了电机的脉振转矩，性能更加优越。具体地，为了实现电机的启动转矩和脉振转矩为 0，保持 α–β 空间电流为 0，采用式(6)计算出电机 x–y 空间所需电流，按断相故障类型向电机 o_1–o_2 空间注入相应的电流，以实现网侧电流的平衡。每种断相故障所需注入的电流见表 1。

表 1　电机 o_1–o_2 空间注入的电流

Tab. 1 Current injected to o_1–o_2 space of motor

单相断开类型	o_1 轴电流	o_2 轴电流
A 相断开	$-i_x$	i_x
B 相断开	$0.5i_x+\sqrt{3}/2i_y$	$-0.5i_x-\sqrt{3}/2i_y$
C 相断开	$0.5i_x-\sqrt{3}/2i_y$	$-0.5i_x+\sqrt{3}/2i_y$
U 相断开	$-\sqrt{3}/2i_x+0.5i_y$	$\sqrt{3}/2i_x-0.5i_y$
V 相断开	$\sqrt{3}/2i_x+0.5i_y$	$-\sqrt{3}/2i_x-0.5i_y$
W 相断开	$-i_y$	i_y

为了进一步分析容错运行方案的原理，以 B 相断相为例，介绍表 1 注入电流值的依据，其他绕组断开与 B 相断开同理。当系统正常运行时，各相绕组电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{a}}=i_x+i_{o_1} \\ i_{\mathrm{b}}=-0.5i_x-\sqrt{3}/2i_y+i_{o_1} \\ i_{\mathrm{c}}=-0.5i_x+\sqrt{3}/2i_y+i_{o_1} \\ i_{\mathrm{u}}=-\sqrt{3}/2i_x+0.5i_y+i_{o_2} \\ i_{\mathrm{v}}=\sqrt{3}/2i_x+0.5i_y+i_{o_2} \\ i_{\mathrm{w}}=-i_y+i_{o_2} \end{cases} \tag{7}$$

式中，i_{o_1} 和 i_{o_2} 分别为电机 o_1–o_2 空间中 o_1 轴和 o_2 轴的电流。当绕组 B 断相后，i_{b} 变为 0，绕组 BW 合成的网侧 b 相电流将发生变化，导致网侧电流不平衡。此时，通过向电机 α–β 空间或者 o_1–o_2 空间注入电流都可以补偿网侧 b 相电流，但是向电机 α–β 空间注入电流势必会产生启动转矩或者脉振转矩，因此本文选择向电机 o_1–o_2 空间注入电流。具体注入方法为：首先向电机 o_2 轴上注入电流 i_{o_2}，该电流与断相前绕组 B 上的电流大小相同。当注入电流后，结合式(7)可知，绕组 W 上的电流与断相前

网侧 b 相电流一致，因此，绕组 B 断开后网侧 b 相电流不变。其次，通过式(7)可知 i_{o_2} 的注入将会在绕组 UV 上叠加 1 个电流 i_{o_2}，导致电网 ac 相电流偏离原先的值，为解决此问题，本文在电机 o_1 轴上注入 1 个与 i_{o_2} 相反的电流值，使绕组 AC 上叠加电流 $-i_{o_2}$，这样绕组 AV 和 CU 合成的网侧 a 和 c 相电流将保持不变。值得注意的是，由于此时绕组 B 已经断开，因此向电机 o_1 轴上注入 i_{o_1} 将不会改变网侧 b 相的电流。综上，通过向电机 o_1–o_2 空间 o_2 轴上注入绕组 B 断开前的电流 i_{b} 和向 o_1 轴上注入 $-i_{o_2}$，即可实现网侧电流平衡，且保持电机启动转矩及脉振转矩为 0，此时电机 o_1–o_2 空间的电流可表示为

$$\begin{cases} i_{o_2}=i_{\mathrm{b}}=-0.5i_x-\sqrt{3}/2i_y=I_{xy}\cos(\theta_{xy}-120^\circ) \\ i_{o_1}=-i_{o_2}=I_{xy}\cos(\theta+60^\circ) \end{cases} \tag{8}$$

1.3 控制策略

本文提出了 1 种适用于 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统正常运行与容错运行 2 种工况的控制策略，如图 4 所示。正常运行工况时，首先，通过电压传感器采集网侧线电压 v_{gab}，再将 v_{gab} 送入锁相环得到网侧相位 θ_{g}；其次，设定网侧 d_{g}–q_{g} 空间电流值 $i_{\mathrm{g}d}^*$ 和 $i_{\mathrm{g}q}^*$，当 $i_{\mathrm{g}q}^*$ 为 0 时，系统单位功率运行；再次，将网侧相位 θ_{g} 和网侧 d_{g}–q_{g} 空间设定的电流代入式(6)中计算出电机 x–y 空间参考电流 i_x^* 和 i_y^*，通过 1.1 节的分析，正常运行时设定参考值 $i_{o_1}^*$、$i_{o_2}^*$、i_α^*、i_β^* 均为 0，可知电机产生零启动转矩和零脉振转矩；从次，通过电流传感器采集电机绕组电流 i_{a}、i_{b}、i_{c}、i_{u}、i_{v}、i_{w}，这些电流经过 VSD 矩阵后得到电机 3 个子空间电流 i_α、i_β、i_x、i_y、i_{o_1}、i_{o_2}，本文采用 PR 控制器对电机 3 个子空间电流进行控制，得到 3 个子空间的电压参考值 u_α^*、u_β^*、u_x^*、u_y^*、$u_{o_1}^*$、$u_{o_2}^*$，经过 VSD 逆矩阵后，即可得到每个绕组上的电压参考值 v_{a}^*、v_{b}^*、v_{c}^*、v_{u}^*、v_{v}^*、v_{w}^*；最后，经过载波信号调制后得到 6 路 PWM 用来控制六相电压型逆变器，实现系统的正常运行。断相故障工况中，机内测试 BIT(built-in test)检测断线发生，并网控制转入容错运行，其中，BIT 检测断线方法参考文献[18]。通过 1.2 节的分析可知容错运行时电机 x–y 空间的参考电流 i_x^* 和 i_y^* 由式(6)算出，图 4 中的容错控制模块按照表 1 设定电机 o_1–o_2 空间电流的参考值 $i_{o_1}^*$ 和 $i_{o_2}^*$，此时 i_α^* 和 i_β^* 依旧设定为 0，从而保证电机不产生启动转矩和脉振转矩，后续控制与正常运行一致。相较于正常运行工况，只有电机 o_1–o_2 空间的参考电流发生了变化，其余子空间的电流参考值不变。

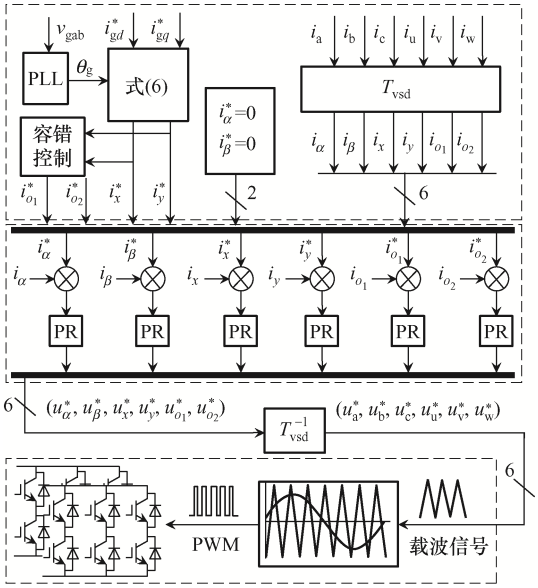


图 4 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统控制框图

Fig. 4 Control block diagram of ASPMSM electric-drive-reconstructed V2G system

2 实验验证

2.1 实验平台

为了验证本文提出的 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统正常运行和容错运行的可行性和有效性，搭建了如图 5 所示的 270 W 的样机平台，其中①为额定功率 3 kW 的直流电源，用于代替电动汽车电池；②为 270 W 的样机，其中控制器采用 TI 的 TMS320F28335 数字信号处理器，六相逆变器由英飞凌的 FF300R12ME4 IGBT 模块构成，IGBT 模块驱动板的型号为 2SP0115T2A0，电流与电压传感器型号分别为 WHB25LSP3S1 和 WHV05AS3S6；③为六相电机平台，电机的额定功率为 2 kW，其具体

参数见表 2；④为三相自耦变压器；⑤为个人电脑；⑥为数字示波器；⑦为电压探头；⑧为电流探头。实验过程中，采用直流电源替代电池，直流电源电压设定为 200 V，三相交流电网经过 1 个自耦变压器后与电机相连，自耦变压器输出侧相电压的幅值为 45 V，开关频率和采样频率均为 10 kHz。

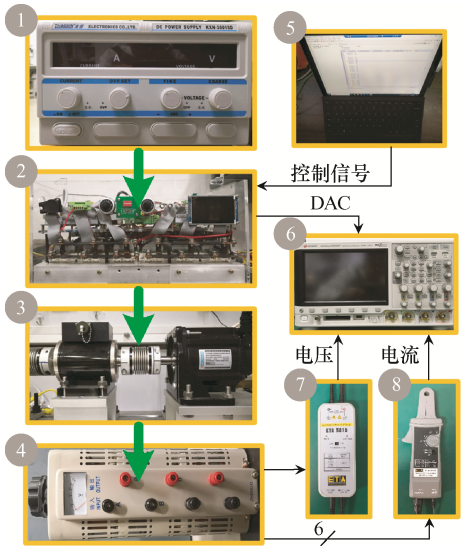


图 5　实验样机平台

Fig. 5 Experimental prototype platform

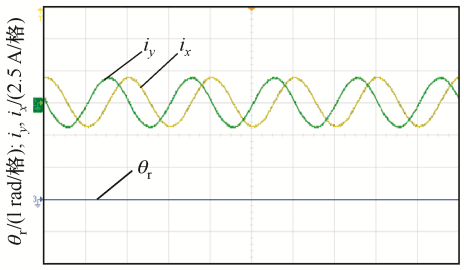
表 2　电机主要参数

Tab. 2 Main parameters of motor

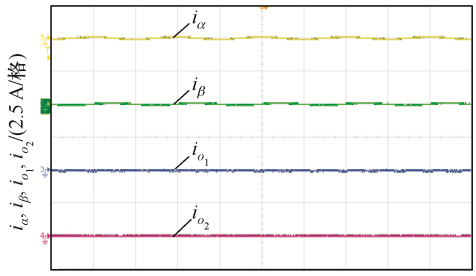
参数	数值
额定功率/kW	2
额定电压/V	380
额定电流/A	6
额定转矩/(N·m)	8.5
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
d 轴电感/mH	1.57
q 轴电感/mH	1.57
定子内阻/Ω	0.3
极对数	5

2.2　正常运行实验

正常运行时，设定 i_{gd}^*=4 A、i_{gq}^*=0，此时系统单位功率运行，利用式(6)计算出电流参考值 i_x^* 和 i_y^*，设定参考值 $i_{o_1}^*$、$i_{o_2}^*$、i_α^*、i_β^* 均为 0，通过 PR 控制器对电流进行闭环跟踪，实现电机产生零启动转矩和零脉振转矩，实验结果如图 6 和图 7 所示。图 6(a)为正常运行时电机 x–y 空间电流和转子位置的波形，其中，i_x 相位滞后 i_y 相位约 90°，它们的幅值相等且约为 2.05 A，与式(6)得出的理论值相符；转子位置恒定，证明电机始终处于静止状态。图 6(b)表明电机 α–β 空间电流为 0，证明此时电机产生零启动转矩和零脉振转矩；电机 o_1–o_2 空间的电流为 0，符合正常运行工况的运行控制目标。图7(a)中绕组 A 电流相位滞后绕组 V 约 30°，它们的幅值相等且约为 2.05 A，网侧 a 相电流幅值约为 4.00 A，与式(2)和式(3)吻合。图 7(b)可以看出，此时网侧电流平衡，由于定义流进网侧方向的电流为正，图中网侧相电流与对应相电压同相位，因此电网从直流电源吸收电能且系统单位功率运行。此时网侧电流的总谐波失真 THD(total harmonic distortion)为 4.40%，满足并网要求。实验结果表明，正常运行工况下，本文提出的六相电驱重构型 V2G 系统及其控制方法是可行性的。



(a) 正常运行时x–y空间的电流和转子位置波形



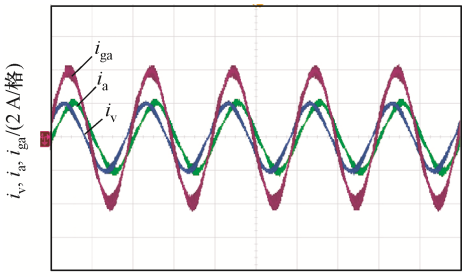
(b) 正常运行时α–β和o_1–o_2空间的电流波形

图 6　正常运行时 x–y、o_1–o_2、α–β 空间的电流和转子位置波形

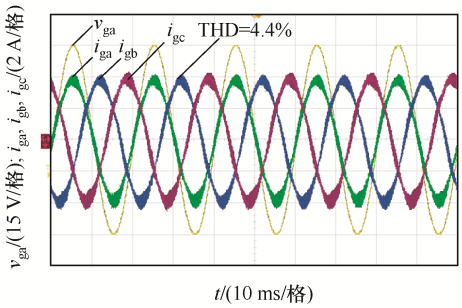
Fig. 6 Waveforms of x–y, o_1–o_2 and α–β space currents and rotor position during normal operation

2.3　容错运行实验

为验证本文提出的容错控制策略的可行性，断开电机绕组 B。容错控制时，利用式(6)计算出电流参考值 i_x^*和 i_y^*，按照表 1 设定参考电流 $i_{o_1}^*$、$i_{o_2}^*$，保



(a) 正常运行时绕组A、V和网侧a相电流波形

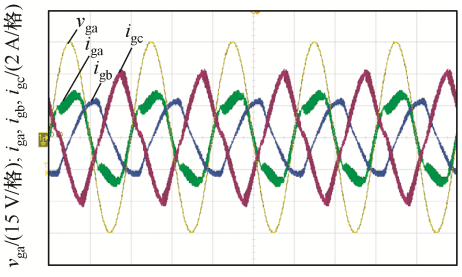


(b) 正常运行时网侧相电流和电压波形

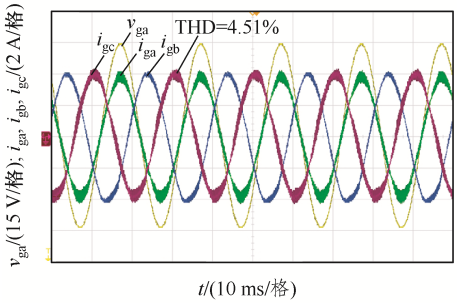
图 7 正常运行时绕组 A、V 电流，网侧电流和电压波形

Fig. 7 Waveforms of winding A、V current, grid-side current and grid-side voltage during normal operation

持 i_α^* 及 i_β^* 的设定值均为 0，通过 PR 控制器对各电流进行闭环跟踪，实现电机产生零启动转矩和零脉振转矩，实验结果如图 8~图 10 所示。由图 8(a)可知，网侧电流失去平衡。图 8(b)为网侧电流波形，可见网侧电流再次平衡，网侧 a 相电流和电压同相位，系统依旧单位功率运行。此时网侧电流的 THD 为 4.51%，满足并网要求。图 9(a)为采用容错算法后电机 x–y 空间和 o_1–o_2 空间的电流值，x–y 空间的电流 i_x 滞后 i_y 90°，幅值相等且约为 2.05 A，符合容错控制时电机 x–y 空间电流不变的规则；o_1–o_2 空间的电流相位相反，幅值相等且约为 2.05 A，且 i_{o_2} 约滞后 i_x 120°，与式(8)的数量关系相对应。由图 9(b)可知，容错运行时，电机 α–β 空间的电流为 0 且电机转子位置 θ_r 不变，表明电机产生零启动转矩和零脉振转矩。由图 10 可知，当绕组 B 相断相时，容错控制可以快速响应，在约 21.5 ms 就实现了网侧电流的再次平衡，说明该容错控制方案具有较好的动态性能。综上，本文提出的容错控制方案可行有效且无启动转矩和脉振转矩产生。



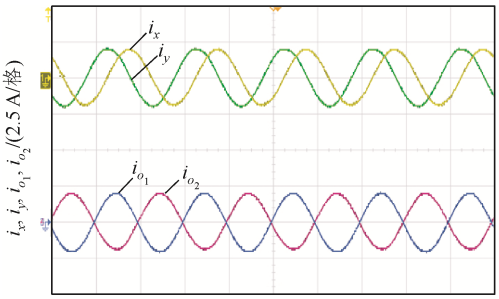
(a) 绕组B相断相后网侧电流与电压波形



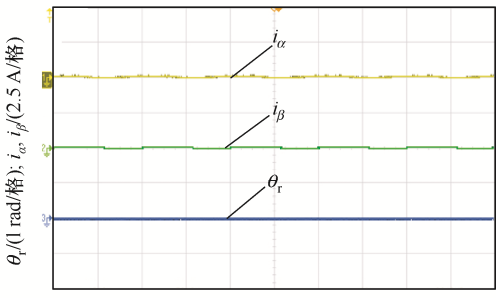
(b) 采用容错控制后网侧电流与电压波形

图 8 网侧电流与电压波形

Fig. 8 Waveforms of current and voltage on grid-side



(a) 容错时x–y空间和o_1–o_2空间的电流波形



(b) 容错时α–β空间的电流和转子位置波形

图 9 容错时 x–y、o_1–o_2、α–β 空间的电流和转子位置波形

Fig. 9 Waveforms of x–y, o_1–o_2 and α–β space currents and rotor position under fault tolerant control

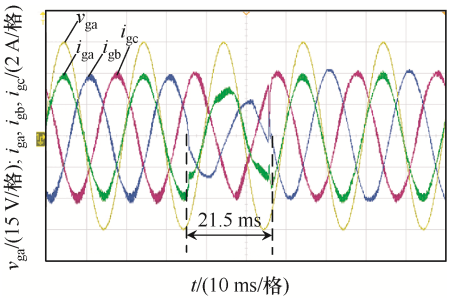


图 10　容错控制的动态响应波形

Fig. 10 Dynamic response waveforms under fault tolerant control

3　结语

本文基于 ASPMSM 提出了 1 种电驱重构型 V2G 系统及其容错运行方案，首先对系统正常运行时电机 x–y 空间电流与网侧 d_g–q_g 空间电流进行了分析，推导出二者具体的转换关系；其次对系统断相容错运行的机理进行推导，得出单相断相时，电机 o_1–o_2 空间需要注入的电流。接着，对正常运行和容错运行的控制策略进行了设计。在此基础上，搭建了 1 台 270 W 实验样机进行实验验证。正常运行工况的实验结果表明，提出的 ASPMSM 电驱重构型 V2G 系统在实现电动汽车向三相电网供电的同时，能维持电机零启动转矩和零脉振转矩，确保了系统的安全运行。绕组 B 相断相容错运行实验表明，所提出的容错控制策略在快速恢复网侧电流平衡的同时，可以维持电机零启动转矩和零脉振转矩。相较于正常运行，容错运行时电机 o_1–o_2 空间被注入了电流，会造成功耗增加及最大并网功率降低，但是，相较于系统断相后电机产生启动和脉振转矩，网侧电流失衡等结果，增加损耗和降低并网功率换来系统的健康运行是可以接受的。

参考文献：

[1] 张胜楠, 王海云, 王茹. 双向无线电能传输系统在V2G中的控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 208-216.
Zhang Shengnan, Wang Haiyun, Wang Ru. Research on control strategy of bidirectional wireless power transmission system in V2G [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 208-216. (in Chinese)

[2] 凌在汛, 刘曼佳, 向慕超, 等. 适用于V2G应用场合的双向 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 9-17.
Ling Zaixun, Liu Manjia, Xiang Muchao, et al. Optimal control strategy for bidirectional DC-DC converter under V2G application scenarios [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 9-17. (in Chinese)

[3] Sadabadi M S, Sharifzadeh M, Mehrasa M, et al. Decoupled *dq* current control of grid-tied packed E-cell inverters in vehicle-to-grid technologies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1356-1366.

[4] 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. (in Chinese)

[5] Nian Heng, Liao Yuming, Li Meng, et al. Impedance modeling and stability analysis of three-phase four-leg grid-connected inverter considering zero-sequence [J]. IEEE Access, 2021, 9: 83676-83687.

[6] 李春杰, 陈心雨, 黄文新, 等. 基于电动汽车V2G技术的多端口集成车载变换器研究[J]. 电气工程学报, 2022, 17(1): 56-62.
Li Chunjie, Chen Xinyu, Huang Wenxin, et al. Multiport integrated onboard converter based on V2G technique [J]. Journal of Electrical Engineering, 2022, 17(1): 56-62. (in Chinese)

[7] Subotic I, Bodo N, Levi E. Single-phase on-board integrated battery chargers for EVs based on multiphase machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6511-6523.

[8] Cai Haiwei, Jiang Zhipeng, Huang Ru, et al. Harmonic analysis of V2G system based on integrated filter inductor [C]// 2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Nangjing, China, 2022: 4782-4786.

[9] 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. (in Chinese)

[10] Chen H C, Huang Bowei. Integrated G2V/V2G switched reluctance motor drive with sensing only switch-bus current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9372-9381.

[11] Lei Yanxiong, Du Guiping, Li Tuhuan, et al. High power density EV integrated fast battery chargers based on the general torque cancelation law for three-phase motors [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2024, 10(2): 756-766.

[12] Yu Feng, Liu Xing, Zhu Zhihao, et al. An improved finite-control-set model predictive flux control for asymmetrical six-phase PMSMs with a novel duty-cycle regulation strategy [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 1289-1299.

[13] 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.

[14] Raherimihaja H J, Zhang Qianfan, Xu Guoqiang, 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.

[15] Abdel-Majeed M S, Eldeeb H M, Metwly M Y, et al. Postfault operation of onboard integrated battery charger via a nine-phase EV-drive train [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5626-5637.

[16] 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.

[17] Liu Xing, Yu Feng, Mao Jingfeng, 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.

[18] 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.
Ge Tiantian, Yu Feng, Liu Xing. Open-circuit fault diagnosis scheme and fault-tolerant control of multiphase electric-drive-reconstructed onboard charger [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(20): 15-20. (in Chinese)



於锋

作者简介：

於锋(1985—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：永磁电机变频调速及电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail：yufeng628@ntu.edu.cn。

胡德林(1998—)，男，硕士。研究方向：电动汽车充电技术与电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail：15962998067@163.com。

朱志豪(1996—)，男，博士研究生。研究方向：电动汽车充电技术与电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail：17805058432@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)