DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.235 **中图分类号**：TM343 **文献标志码**：A

开绕组电机驱动系统剩余矢量重构容错策略研究

朱月婷，杨淑英，张禹风，张 兴(中国电源学会高级会员)，
王涵宇(中国电源学会会员)
(合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009)

摘要：针对独立直流母线开绕组电机驱动系统单开关管开路故障提出1种剩余矢量重构策略，旨在不附加任何硬件的情况下实现容错控制，且剩余电压矢量得到最大化利用，以最大限度提升容错运行时驱动系统的运行性能。针对容错调制策略在矢量合成过程中出现开关管工作不均衡的问题，进一步利用了“相占空比法”对开关序列进行了优化，实现了开关管的工作状态均衡。最后，对容错策略的调制运行效果进行了深入分析，并对故障后系统运行性能进行了硬件在环实验验证。

关键词：独立直流母线开绕组系统；剩余矢量重构策略；容错控制；相占空比法

Research on Residual Vector Reconstruction Based Fault-tolerant Strategy for Open-end Winding Motor Drive System

ZHU Yueting, YANG Shuying, ZHANG Yufeng, ZHANG Xing, *Senior Member*, *CPSS*,
WANG Hanyu, *Member*, *CPSS*
(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: To realize the fault-tolerant control without adding extra hardware, a residual vector reconstruction strategy is proposed for an open-end winding motor drive system with isolated DC buses under the open-circuit fault of one switch. Meanwhile, the maximum utilization of residual voltage vectors is achieved, so that the operation performance of the drive system in its fault-tolerant operation is improved to a great extent. Furthermore, a phase duty cycle method is used to optimize the switching sequence in order to solve the problem of imbalanced switching action during the vector synthesis process. As a result, the switching action is balanced. Finally, the operation result under the proposed fault-tolerant strategy was analyzed in depth, and the operation performance of the system after fault was validated through a hardware-in-the-loop experiment.

Keywords: Open-end winding system with isolated DC buses; residual vector reconstruction strategy; fault-tolerant control; phase duty cycle method

在系列政策的持续激励下，以电动汽车为代表的新能源汽车得到长足发展，已逐渐为个人用户接受，其占比快速提升。作为新能源汽车的动力核心，电驱动系统的运行性能对整车性能起到至关重要的作用。然而就电驱动系统拓扑而言，目前多采用单逆变器驱动，即单端驱动拓扑方案。

单端驱动拓扑的局限性主要表现在4个方面[1-4]：①电机调速范围的限制，由于单端驱动的直流电压利用率较低，导致高速弱磁区较长，转矩输出能力差；②故障后的容错能力限制，单端驱动系统中的功率器件缺少冗余性，一旦出现开关器件故障，系统难以进行容错控制；③单一端口无法实

收稿日期：2024-03-12；**修回日期**：2024-04-22；**录用日期**：2024-05-02；**网络首发日期**：2024-05-22
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52477186)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52477186

现不同特性储能单元的直接接入；④奇数个桥臂的共模电压和轴电流问题难以抑制。开绕组电机OEWM(open-end winding motor)驱动拓扑方案最早由日本学者 Takahashi 提出，在结构上将电机定子侧中点打开，绕组两端均由逆变器供电，从而获得更高的电压输出等级、更多的电平输出和更加优良的开关器件故障容错运行能力。根据两变流器直流母线配置方式的不同，一般有共直流母线拓扑和独立直流母线拓扑 2 种拓扑结构[5]。

与共直流母线开绕组拓扑相比，独立直流母线开绕组拓扑不仅不存在零序电流导致系统损耗增加的问题[6]，更为重要的是其灵活的母线电压配置能够优化输出电平，并且能实现 2 种不同储能单元的直接接入，更加适用于混合储能的新能源汽车应用场景。但零序通路的缺失，也使得开关管故障后的冗余运行较为复杂，成为当前研究的热点问题。

开关器件故障依然是变流装置故障的主要因素，统计显示约 38%的变流器故障是由开关器件故障引起[7]。开关器件的故障类型一般分为开路故障和短路故障 2 类，但因器件过流能力较低，短路故障会因过流迅速转化为开路故障[8]。同时，开关器件的开路故障不仅由器件本身导致，也会由驱动电路触发信号缺失导致，其比器件短路故障发生的概率更高。因此，本文针对开绕组驱动系统开关器件开路故障进行容错设计。

对开绕组系统而言，根据开关器件故障后是否附加硬件，可将容错策略分为硬件重构和拓扑重构 2 类。硬件重构基本包括以下几种思路：故障后将绕组中点短接到附加桥臂[9]；将故障相旁路到分压电容中点进行混合调制容错[10-11]；通过桥臂复用进行容错控制[12-14]。尽管通过附加硬件重构能简化故障后调制的复杂性，但附加硬件的方式也增加了系统的成本和体积[15]，且故障后需要拓扑切换，容易造成切换期间电机系统瞬时失控以及切换时刻开关管的电磁冲击问题[16]。

在无需附加硬件的拓扑重构方面，文献[17]直接将故障逆变器绕组端部短接形成中性点，驱动系统退化为单端驱动模式。该方案较为简单，但故障逆变器无法输出功率，造成电压输出能力低，储能单元不能得到有效利用；文献[18]将故障相对应桥臂两端保持为恒定电平，实现了两逆变器输出功率均衡，但其舍弃了大电压矢量，未能实现剩余电压矢量最大化利用。

实际上，在桥臂开关管发生开路故障后，续流二极管在多数情况下依然可以提供续流功能。文献[19-20]对开关管开路故障后电流的可能流通路径进行了较为深入的分析，为容错性能提升方案的探索提供了基础；文献[20]通过同步偏移三相参考电压的方式实现单个开关器件开路故障后的三相对称输出，但该方法需要实时测量故障相电流，实施过程较复杂；文献[21-22]利用共母线开绕组拓扑的零序通路，提出了利用续流二极管的容错方案，但与共母线开绕组拓扑不同，独立直流母线开绕组拓扑需要满足三相电流之和为 0 的限制，其容错过程将更加复杂。

为有效利用故障后的电压矢量，本文提出了 1 种剩余矢量重构容错策略。该策略综合了硬件重构和拓扑重构 2 种方法的优点，在不附加任何硬件的基础上对剩余开关管工作状态进行优化，避免了硬件切换瞬间产生振荡的可能，实现了故障后的三相均衡输出。同时，若系统缺失负向续流路径，不但影响故障后的电压输出，而且感性负载在电流突变时会产生过电压而引发二次故障。剩余矢量重构策略利用了故障 IGBT 的反并联二极管的续流能力，为故障后的容错运行提供更多自由度。尽管受限于独立直流母线拓扑缺失零序通路的局限性，使用大矢量也未能扩大故障后的线性输出范围，但方案实现了剩余开关管的均衡利用，避免了开关损耗集中对负载能力的限制，同时也为共母线开绕组系统的容错策略提供了参考。最后，本文对剩余矢量重构策略的有效性与正确性进行了验证。

1 开绕组系统故障前后状态分析

图 1 为独立直流母线开绕组系统拓扑，其电机定子绕组由 2 台逆变器共同供电，且 2 台逆变器直

流母线相互独立。将逆变器上桥臂导通记为“1”状态；下桥臂导通记为“0”状态。单台逆变器可以输出 8 个矢量，依次为 $\boldsymbol{V}_1(100)$、$\boldsymbol{V}_2(110)$、$\boldsymbol{V}_3(010)$、$\boldsymbol{V}_4(011)$、$\boldsymbol{V}_5(001)$、$\boldsymbol{V}_6(101)$、$\boldsymbol{V}_7(000)$和 $\boldsymbol{V}_8(111)$，2 台逆变器开关状态共有 64 种组合，对应 64 个电压矢量。开关管出现故障后，部分矢量将失效。本文以 A 相上桥臂开关管 a_{11} 开路故障为例进行展示，此时逆变器 1 中 A 相仅有下桥臂(即“0”状态)可控，电压矢量 $\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_6$、$\boldsymbol{V}_8$ 失效。通过分析发现，在单个开关管出现开路故障后，可以主动控制的开关状态由 64 种降为 32 种，剩余电压矢量分布如图 2 所示。

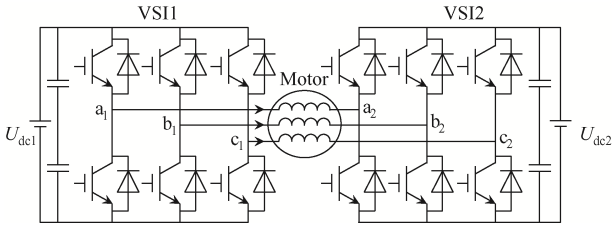
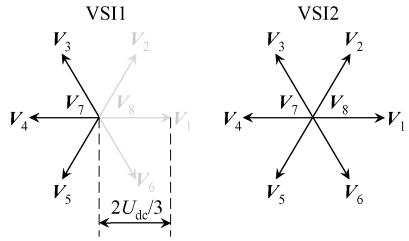
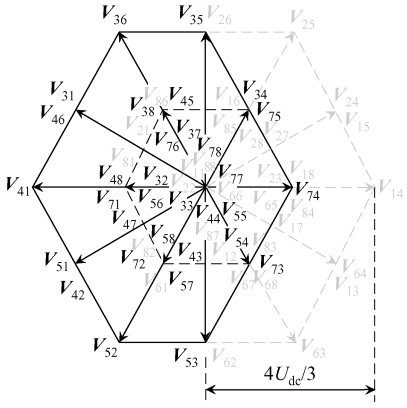


图 1　独立直流母线开绕组驱动系统

Fig. 1 Open-end winding drive system with isolated DC buses



(a)单台逆变器电压矢量分布

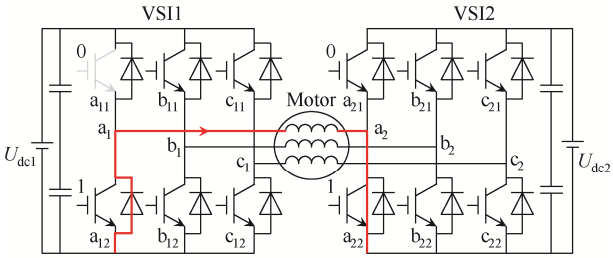


(b)双逆变器系统电压矢量分布

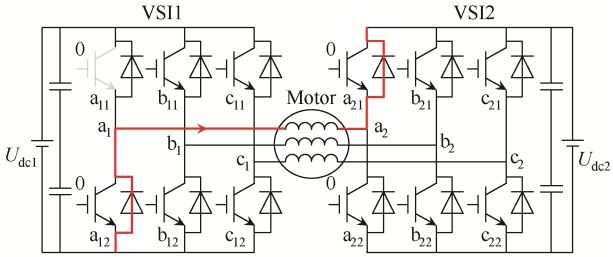
图 2　开关管 a_{11} 开路故障矢量重构

Fig. 2 Vector reconstruction of switch a_{11} under open-circuit fault

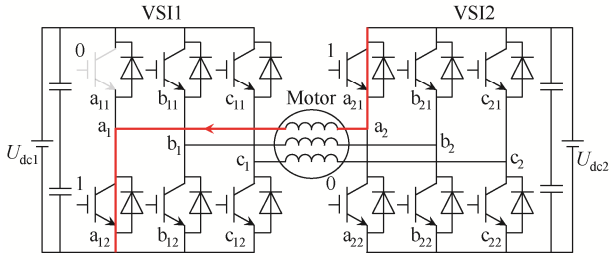
故障前与故障后的电流流通路径及其续流路径亦会随着拓扑的不同有所改变。图 3 给出了开关管 a_{11} 开路后可能的电流路径。故障前正向电流的流通路径由开关管 a_{11} 经过 A 相绕组流至开关管 a_{22}，开路故障后正向电流无法经过开关管 a_{11}，剩余矢量重构策略重新构造了正向电流流通路径，如图 3(a)所示。此时开关管 a_{12} 和开关管 a_{22} 对应的桥臂均处于“1”状态；正向电流的续流路径如图 3(b)所示。负向电流的流通路径同故障前一样由开关管



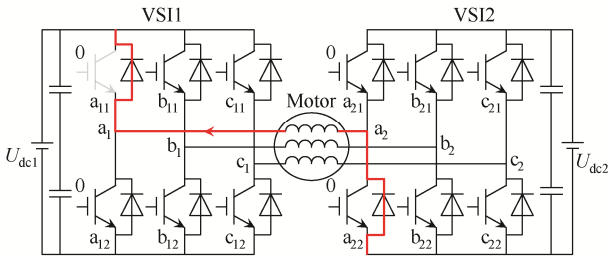
(a)正向电流流通路径



(b)正向电流续流路径



(c)负向电流流通路径



(d)负向电流续流路径

图 3　开关管 a_{11} 开路容错拓扑示意

Fig. 3 Schematic of fault-tolerant topology for switch a_{11} under open-circuit fault

a_{21} 经过 A 相绕组流至开关管 a_{12}，如图 3(c)所示；负向电流的续流路径亦不受故障影响，如图 3(d)所示。

2 剩余矢量重构容错策略

剩余矢量重构策略将单个开关管开路故障后全部剩余矢量(32 个)作为可利用的基本电压矢量，对指令电压进行合成。文献[23]同样利用了最外围电压矢量，但其按照 2 个有效矢量之间的跨度范围进行扇区划分，使得调制算法需要识别的扇区过多，实现起来过于复杂。剩余矢量重构策略扇区划分方式灵活，图 4 为 1 种常用的扇区划分方案。

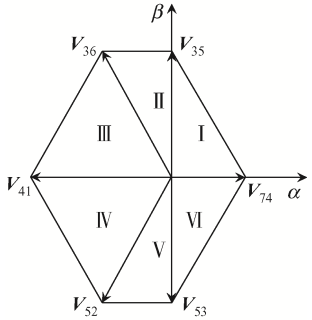


图 4 不同扇区矢量合成图示

Fig. 4 Schematic of vector synthesis in different sectors

空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)以开关次数最少为原则进行矢量合成，每次换相仅有 1 个开关管动作，1 个采样周期内各开关管仅动作 1 次。若沿用 SVPWM 矢量合成顺序，剩余矢量重构策略中 2 台逆变器的输出电压矢量顺序见表 1。

表 1 双逆变器的开关顺序 1

Tab. 1 Switching sequence 1 of dual inverters

扇区类型	扇区范围	逆变器 1/逆变器 2 开关管合成矢量顺序
Ⅰ	0~π/2	7-7-3-3-7-7 / 7-4-5-5-4-7
Ⅱ	π/2~2π/3	7-3-3-3-3-7 / 7-5-6-6-5-7
Ⅲ	2π/3~π	7-3-4-4-3-7 / 7-6-1-1-6-7
Ⅳ	π~4π/3	7-4-5-5-4-7 / 7-1-2-2-1-7
Ⅴ	4π/3~3π/2	7-5-5-5-5-7 / 7-2-3-3-2-7
Ⅵ	3π/2~2π	7-5-7-7-5-7 / 7-3-4-4-3-7

为确保输出电压范围最大，正常运行时的 SVPWM 策略和容错运行时的剩余矢量重构策略均采取了180°解耦方式。两者相比主要有以下不同之处：①SVPWM 中 6 个非零矢量在空间内均匀分布，各扇区跨度均为 60°，而剩余矢量重构策略扇区划分方式不再均分；②2 种策略选择的电压矢量类型不同，开关序列的作用顺序亦不同；③零矢量的插入方式不同，SVPWM 策略插入的零矢量有 $\boldsymbol{V}_7$(000)和 $\boldsymbol{V}_8$(111)，而剩余矢量重构策略仅插入零矢量 $\boldsymbol{V}_7$(000)；④SVPWM 策略一般采用七段式调制，剩余矢量重构策略是六段式调制。

3 “相占空比法”及其应用效果分析

3.1 “相占空比法”的应用

由表 1 可知，剩余矢量重构策略的电压矢量选择会造成开关管在扇区Ⅰ、扇区Ⅲ、扇区Ⅳ、扇区Ⅴ和扇区Ⅵ出现 1 个周期内开关 2 次的现象，这增加了开关频率和调制过程的复杂性。下面以扇区Ⅰ对应的电压矢量 $\boldsymbol{V}_{77}$、$\boldsymbol{V}_{74}$、$\boldsymbol{V}_{35}$ 为例进行说明。若沿用表 1 中的矢量合成顺序，2 台逆变器的输出电压矢量顺序分别为：INV1: 7(000)-7(000)-3(010)，INV2: 7(000)-4(011)-5(001)。

不难发现，INV2 的 B 相桥臂在 1 个开关周期内出现 2 次开关过程，即 0-1-0-1-0 的 2 次电平变化，而且由 000 状态到 011 状态的切换需要 B、C 两相桥臂开关管同时开关。文献[24]针对三电平逆变器共模电压抑制调制策略引入了“相占空比法”对矢量合成顺序进行优化调整，以减少开关管开关次数。本文借鉴这一思路，对开关序列进行优化，将逆变器 2 的电压矢量作用顺序更换为：7(000)-5(001)-4(011)，其余扇区优化后的矢量合成顺序见表 2，表中加粗字体代表调整后的开关顺序。

3.2 “相占空比法”应用效果

下面以扇区Ⅰ为例对开关序列优化过程进行说明。依据目标矢量合成过程中有效矢量作用时间长短的不同，开关序列优化会出现 2 种情况：①当矢量 V_{35} 的作用时间小于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$ 作用时间时，优化后实际参与合成的电压矢量为 $\boldsymbol{V}_{74}$、$\boldsymbol{V}_{75}$、$\boldsymbol{V}_{34}$；

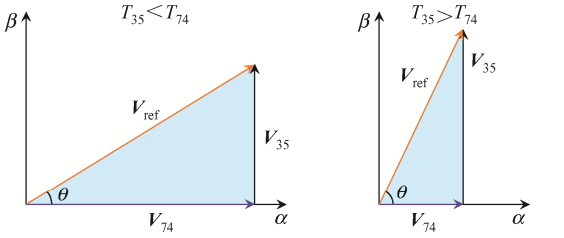
②当矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 的作用时间大于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$ 作用时间时，优化后实际参与合成的电压矢量为 $\boldsymbol{V}_{75}$、$\boldsymbol{V}_{34}$、$\boldsymbol{V}_{35}$。

表 2　双逆变器的开关顺序 2

Tab. 2 Switching sequence 2 of dual inverters

扇区类型	扇区范围	逆变器 1 / 逆变器 2 双逆变器开关管合成矢量顺序
Ⅰ	0~π/2	7-7-3-3-7-7 / 7-**5-4-4-5**-7
Ⅱ	π/2~2π/3	7-3-3-3-3-7 / 7-5-6-6-5-7
Ⅲ	2π/3~π	7-3-4-4-3-7 / 7-**1-6-6-1**-7
Ⅳ	π~4π/3	7-**5-4-4-5**-7 / 7-1-2-2-1-7
Ⅴ	4π/3~3π/2	7-5-5-5-5-7 / 7-**3-2-2-3**-7
Ⅵ	3π/2~2π	7-**7-5-5-7**-7 / 7-3-4-4-3-7

图 5 揭示了开关序列优化前后的目标矢量合成路径。图 5(a)和(b)为优化前的目标矢量合成路径，此时有效电压矢量为 $\boldsymbol{V}_{74}$ 和 $\boldsymbol{V}_{35}$。图 5(c)和(d)为开关序列优化后的目标矢量合成路径，其中，图 5(c)对应矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 的作用时间小于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$ 作用时间的情况，图 5(d)对应矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 的作用时间大于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$ 作用时间的情况。下文以电压矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 的作用时间大于电压矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$ 的作用时间为例，对“相占空比法”优化开关顺序的过程进行分析。



(a)目标矢量合成路径1　(b)目标矢量合成路径2

(c)目标矢量合成路径3　(d)目标矢量合成路径4

图 5　有效矢量作用顺序调换前后目标矢量合成路径

Fig. 5 Target vector synthetic path before and after changing effective vector action sequence

图 6(a)是未经过调整的开关状态时序图，部分桥臂存在 1 个周期内 2 次电平跳变的情况。图 6(b)将逆变器 2 中的 B 相桥臂开关顺序由 0-1-0-1-0 变更为 0-1-1-0，所有桥臂在 1 个周期内至多有 1 次电平跳变，从而避免了同一个开关管多次开关及不同桥臂开关管同时开关的情况。为了保持指令电压的合成，需要在开关序列优化前后保持对应的有效矢量占空比不变。由图 6 可知，不同电压矢量的作用时间满足

$$T_{74}=T_{34} \tag{1}$$

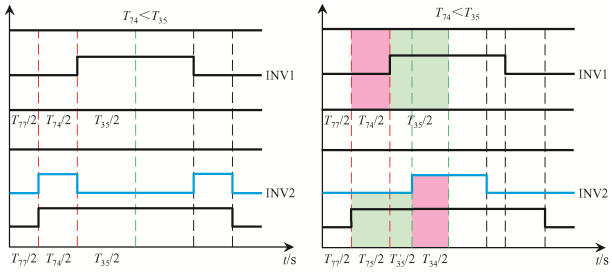
$$T_{75}+T'_{35}=T_{35} \tag{2}$$

根据式(1)可得

$$\boldsymbol{V}_{77}T_{77}+\boldsymbol{V}_{74}T_{74}+\boldsymbol{V}_{35}T_{35}=\boldsymbol{V}_{ref}T_s \tag{3}$$

$$\boldsymbol{V}_{77}T_{77}+\boldsymbol{V}_{75}T_{75}+\boldsymbol{V}_{35}T'_{35}+\boldsymbol{V}_{34}T_{34}=\boldsymbol{V}_{ref}T_s \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{V}_{74}$、$\boldsymbol{V}_{35}$ 和 T_{74}、T_{35} 分别为预定的有效矢量及其作用时间；$\boldsymbol{V}_{75}$、$\boldsymbol{V}_{35}$、$\boldsymbol{V}_{34}$ 和 T_{75}、T'_{35}、T_{34} 分别为实际参与合成过程中的有效矢量及其作用时间；$\boldsymbol{V}_{77}$ 和 T_{77} 分别为零矢量及其作用时间；$\boldsymbol{V}_{ref}$ 为目标矢量；T_s 为开关周期。



(a)优化前开关状态时序　(b)优化后开关状态时序

图 6　扇区Ⅰ矢量合成时序

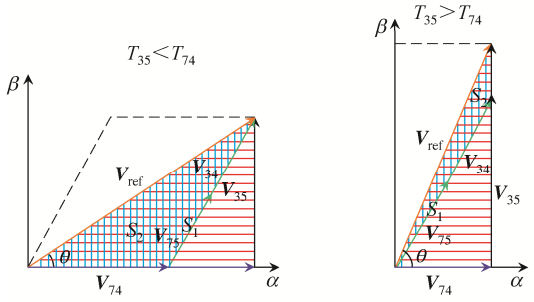
Fig. 6 Sequence of vector synthesis in sector I

式(3)和式(4)计算了开关序列优化前后参与合成过程中的电压矢量的伏秒积之和，其值均等于目标矢量 $\boldsymbol{V}_{ref}$ 在 1 个开关周期内的伏秒积。因此，开关序列优化后仍然能够合成目标矢量，实现指令电压的输出。

目标矢量合成路径的不同会导致合成过程中产生的瞬时误差不同，下文以扇区Ⅰ的合成过程为例进行分析。图 7 展示了目标矢量 $\boldsymbol{V}_{ref}$ 在扇区Ⅰ中不同位置时的合成过程，瞬时误差的大小受目标矢量位置的影响而实时变化。其中，图 7(a)为目标矢

量在 0~60° 范围内的合成路径优化前后瞬时误差情况，此时，矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 作用时间小于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$；图 7(b)为目标矢量在 60°~90° 范围内的合成路径优化前后瞬时误差情况，此时，矢量 $\boldsymbol{V}_{35}$ 作用时间长于矢量 $\boldsymbol{V}_{74}$。图中，区域 S_1 和区域 S_2 分别代表优化前后矢量合成过程中所产生的误差，其值越大表明矢量合成的瞬时误差越大。定义 2 种合成方案的误差面积之差为

$$\varepsilon = S_1 - S_2 \tag{5}$$



(a)优化前后合成误差展示1 (b)优化前后合成误差展示2

图 7 扇区Ⅰ有效矢量作用顺序调整前后的误差面积

Fig. 7 Error area before and after adjusting the effective vector action sequence in sector Ⅰ

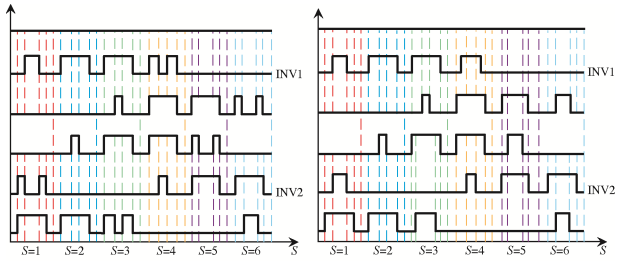
$\boldsymbol{V}_{\text{ref}}$ 在 0~60° 和 60°~90° 这 2 段范围内使用“相占空比法”后，电压矢量合成过程中减少的误差量可分别表示为

$$\varepsilon_{\text{a}} = \boldsymbol{V}_{35}T_{35} \times \boldsymbol{V}_{35}T_{35} / (2 \times \tan 60^\circ) = \sqrt{3} \times (U_\beta T_{\text{s}})^2 / 6 \geqslant 0 \tag{6}$$

$$\varepsilon_{\text{b}} = \boldsymbol{V}_{74}T_{74} \times \boldsymbol{V}_{74}T_{74} \times \tan 60^\circ / 2 = \sqrt{3} \times (U_\alpha T_{\text{s}})^2 / 2 \geqslant 0 \tag{7}$$

式中，U_α 和 U_β 分别为目标矢量在静止坐标系下分解在 α 轴、β 轴的分量。

通过上述分析可知，利用“相占空比法”调换有效矢量的作用顺序，在获得开关均衡化的同时，也减小了目标矢量合成过程中的瞬时误差。各个扇区开关序列优化前后的开关状态时序如图 8 所示，图中的 S 代表扇区，S=1 代表电压矢量处在扇区Ⅰ，其余扇区同理。图 8(a)为优化前的开关顺序，会出现在 1 个周期内部分桥臂跳变 2 次的现象，造成开关管损耗。图 8(b)为用“相占空比法”优化电压矢量合成过程后的开关序列，每个桥臂在 1 个周期内至多跳变 1 次，减小了开关损耗。



(a)各扇区优化前开关状态时序 (b)各扇区优化后开关状态时序

图 8 有效矢量作用顺序调整前后时序

Fig. 8 Sequence before and after adjusting the effective vector action sequence

图 9 为按照电机参数在 MATLAB/Simulink 中进行仿真得到的结果。图中展示了采用“相占空比法”对开关管开关顺序优化前后的三相电压波形。实际电压为 PWM 脉冲电压，为了便于展示，本文在检测通道中接入了低通滤波器，滤除了高次谐波。0.18 s 之前系统采用 2 次跳变调制，0.18 s 之后更换部分矢量作用顺序，每个开关管在 1 个周期内仅动作 1 次，合成目标矢量的精度更高，电压输出波形更加对称和光滑。优化前后三相电压的谐波含量见表 3。由此可知，采用“相占空比法”最多可以减少 19.77%的谐波分量，使系统输出更加优质的电能。

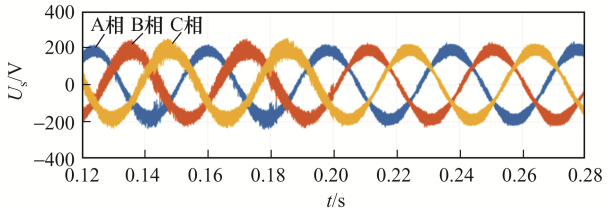


图 9 合成路径调整前后三相电压输出

Fig. 9 Three-phase voltage output before and after adjusting the synthesis path

表 3 调整有效矢量顺序前后的三相电压谐波含量

Tab. 3 Harmonic content of three-phase voltage before and after adjusting the effective vector sequence

相序类型	调整有效矢量顺序前三相电压的谐波含量/%	调整有效矢量顺序后三相电压的谐波含量/%
A 相	22.09	7.03
B 相	26.68	6.91
C 相	25.46	7.36

4　容错策略输出能力分析

根据文献[14]可知，独立直流母线系统正常运行时的最大输出功率为

$$P_{en}=U_a I_a+U_b I_b+U_c I_c=3U_m I_m / 2 \tag{8}$$

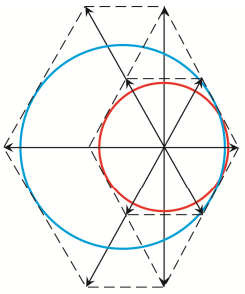
式中：P_{en}为正常输出的电磁功率；U_a、U_b、U_c分别为故障前的 A、B、C 相电压幅值；I_a、I_b、I_c分别为故障前的 A、B、C 相电流幅值；I_m和 U_m分别为三相电流、电压的幅值。

对最大输出功率的探讨应建立在系统电气量高质量输出的基础之上。由图 2 可见，在扇区Ⅰ和扇区Ⅵ内，因缺失部分电压矢量，导致故障相正半周电压输出的范围降为正常运行时的 1/2，而负半周能输出的最大幅值不受故障影响。独立直流母线开绕组系统必须满足三相电气量输出之和为 0 的限制，故障相电压输出的不对称也会对剩余健康两相的输出造成影响。因此，为确保电压输出的对称性，故障相负半周的电压输出范围应同正半周保持一致。电流输出幅值的大小受限于输出电压的幅值，故为保持独立直流母线开绕组系统故障后的线性输出，电压与电流均要降额 1/2，否则会造成三相输出失衡。故障后的电压输出范围如图 10(a)所示。其中，大圆代表剩余矢量重构策略能达到的最大电压输出范围，其半径为 U_{dc}；小圆代表故障后的线性电压输出范围，其半径为 $2U_{dc}/3$。在图 10(b)中，0.2 s 前系统处于正常运行状态，A 相电压正负半周对称；0.2 s 后系统发生单开关管开路故障，电压波形在正半周期内无法达到最大幅值，出现“削波现象”。此时系统的最大输出功率为

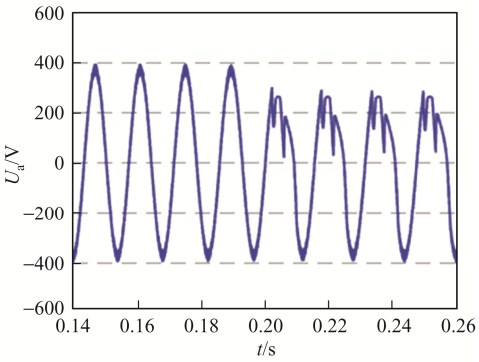
$$P_{ef}=U'_a I'_a+U'_b I'_b+U'_c I'_c=3U'_m I'_m / 2 \tag{9}$$

式中：P_{ef}为故障输出的电磁功率；U'_a、U'_b、U'_c分别为故障后的 A、B、C 相电压幅值；I'_a、I'_b、I'_c分别为故障后的 A、B、C 相电流幅值；I'_m和U'_m分别为降额后的三相电流、电压的幅值。

由上述分析可知，若要保证故障后的线性输出，系统最大输出功率应降为正常运行时的 1/4。



(a) 电压输出范围对比



(b) A相电压输出波形

图 10　故障系统电压输出能力

Fig. 10 Voltage output capability of faulty system

5　硬件在环实验验证

系统容错控制框图如图 11 所示，当系统检测到故障后会使能容错调制输出端，反之系统正常运行。本文通过半实物仿真实验验证了剩余矢量重构策略的有效性，实验平台如图 12 所示。OEW-IM 系统在半实物仿真器 RT Box 中搭建，正常运行时的控制算法和故障运行时的容错调制算法在 DSP TMS320F28379 中运行。开绕组电机驱动系统的开关频率为 9.6 kHz，死区时间为 2 μs，开绕组异步电机的具体参数见表 4。

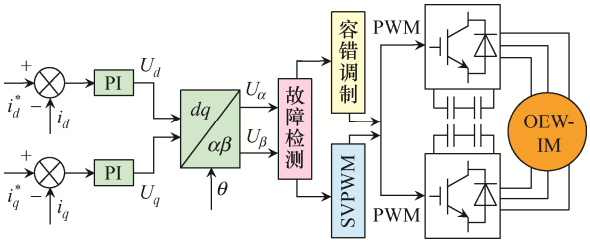
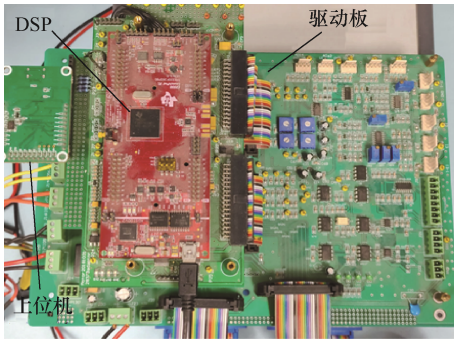
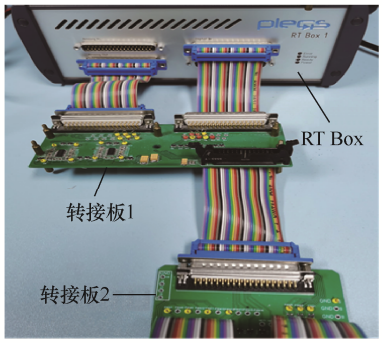


图 11　容错控制框图

Fig. 11 Block diagram of fault-tolerant control



(a)DSP、驱动板和上位机



(b)RT Box和转接板

图 12 实验平台

Fig. 12 Experimental platform

表 4 开绕组异步电机参数

Tab.4 Parameters of OEW-IM

参数	数值
直流母线电压/V	380
额定电流/A	8.7
额定功率 *P*/kW	3
额定频率/Hz	50
额定转速/(r·min^{-1})	1 450
额定转矩/(N·m)	19.1
互感/mH	192.8
极对数	2
定子电阻/Ω	1.928
定子漏感/mH	14
转子电阻/Ω	1.376
转子漏感/mH	6

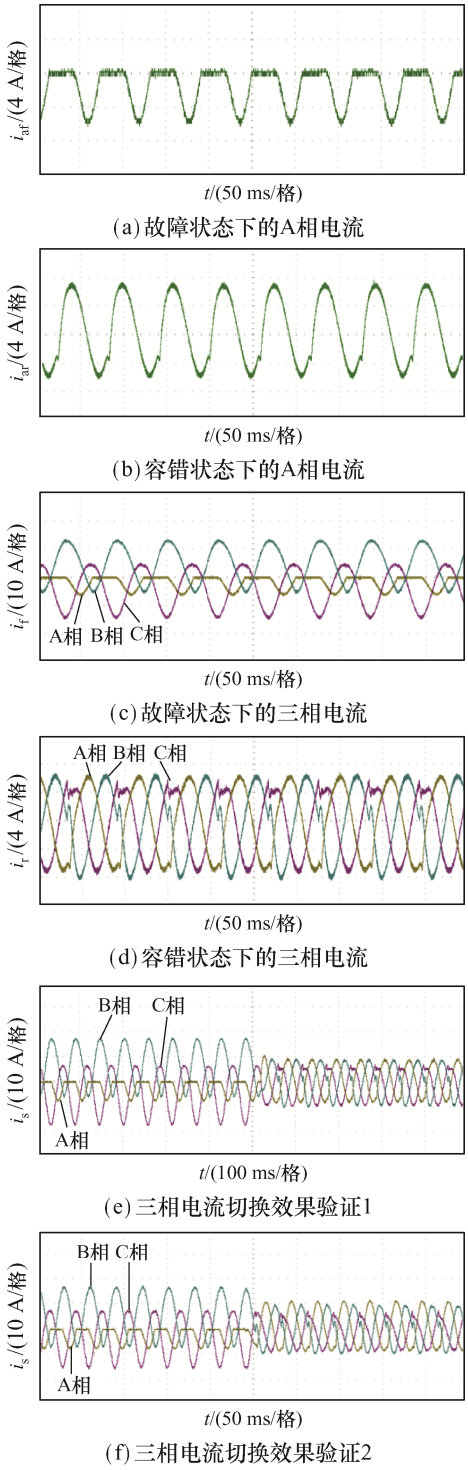


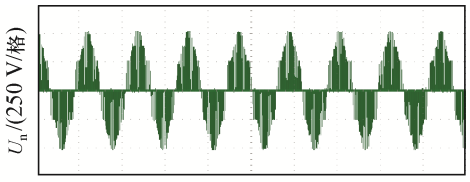
图 13 不同状态下的电流波形

Fig. 13 Current waveforms in different states

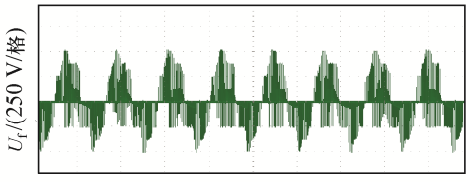
图 13 展示了多种工况下的电流容错效果。图 13(a)为系统在电流 6.7 A、转速 450 r/min 工况下，开关管 a_{11} 发生开路故障时的 A 相电流波形，此时，正半周期内正常的电流流通路径失效，故障相电流相应缺失正向波形；图 13(b)为系统切换为剩余矢量重构容错策略后的 A 相电流波形，此时故障相的正半周电流恢复了流通路径，故障相电流的正负半周均有输出；图 13(c)为故障运行时的三相电流波形，剩余健康两相的电流受故障影响产生

严重的电流畸变和中点位置的偏移；图 13(d)为系统切换为容错状态后的三相电流波形，虽然此时的三相电流波形依然存在一定的畸变，但系统能够基本维持三相均衡输出，畸变程度和不平衡程度较故障时明显减小。图 13(e)和(f)分别为电流 8.5 A、转速 450 r/min 和电流 8.5 A、转速 900 r/min 的工况下，系统由故障状态到容错状态的切换效果，剩余矢量重构策略采用软件切换而不改变拓扑结构，避免了切换瞬间的系统失控。除此之外，图 13(e)和(f)也表明了剩余矢量重构策略在加大电流、提高转速的情况下依然具备优良的容错控制性能。

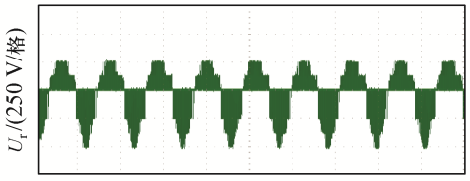
图 14 和图 15 分别为系统在电流 6.7 A、转速 450 r/min 工况时不同状态下的电压和转矩输出情况。A 相正常运行时的电压幅值高达 500 V 左右，而故障后电压高低电平的输出失去对称性，电压波形畸变严重，谐波含量较高。经容错后的电压输出波形，尽管正半周期内最大输出电压幅值降为正常运行时的 1/2，即 250 V 左右，但其电压输出更加均衡，单开关管开路故障时最大电压输出范围降为



(a) 正常状态A相电压



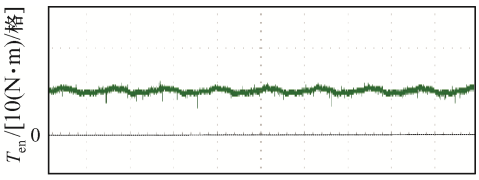
(b) 故障状态A相电压



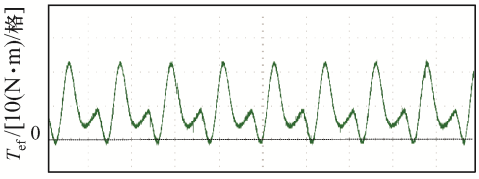
(c) 容错状态A相电压

图 14　不同状态下的电压波形

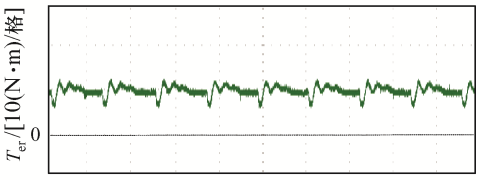
Fig. 14 Voltage waveforms in different states



(a) 正常状态A相转矩



(b) 故障状态A相转矩



(c) 容错状态A相转矩

图 15　不同状态下的转矩波形

Fig. 15 Torque waveforms in different states

正常运行时的 3/4。正常运行时转矩输出大小为 10 N·m 左右，故障后的转矩产生大幅周期性振荡，最大达 22 N·m，甚至在部分时间内产生了负向转矩。经容错后的转矩最大振荡程度降至正常运行时的 30%左右，系统恢复了平稳的正向转矩输出。

6　结语

本文的主要工作可概括为如下方面：提出了剩余矢量重构策略进行开绕组系统单开关管开路故障时的容错控制；运用“相占空比法”优化了容错调制策略的开关作用顺序；从理论上对容错策略的调制效果及容错运行输出能力进行了分析。本文提出的剩余矢量重构容错策略实现了故障后电气量的三相输出，并能够在不附加任何硬件的条件下完成故障前后的柔性切换，降低了系统输出的畸变率。剩余矢量重构策略充分利用了故障后的全部剩余电压矢量，尽管受限于独立直流母线开绕组拓扑的局限性无法扩大线性输出范围，但是容错策略的创新为其他类型的开绕组拓扑容错控制研究提供了参考。最后，实验验证了所提策略的有效性与合理性。

参考文献：

[1] 孙勇, 饶睿. 面向高压电机驱动的模块化多电平变流器低频控制研究[J]. 机械与电子, 2023, 41(8): 60-64, 70.
Sun Yong, Rao Rui. Research on low frequency control of modular multilevel converter for high voltage motor drive [J]. Machinery & Electronics, 2023, 41(8): 60-64, 70. (in Chinese)

[2] 孙鹏程, 贾少锋, 梁得亮, 等. 冗余电机拓扑与应用综述及发展展望[J]. 电工技术学报, 2025, 40(6): 1729-1745.
Sun Pengcheng, Jia Shaofeng, Liang Deliang, et al. Overview and prospect of redundancy machines: Topologies and applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(6):1729-1745. (in Chinese)

[3] 杨淑英, 符焕, 胡晓海, 等. 共中线开绕组电驱动系统单开关管开路故障诊断研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(21): 7056-7065.
Yang Shuying, Fu Huan, Hu Xiaohai, et al. Study on open circuit fault diagnosis of a single switch in dual inverter open-winding drive with common mode connected DC buses [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(21): 7056-7065. (in Chinese)

[4] Hadden T, Jiang J W, Bilgin B, et al. A review of shaft voltages and bearing currents in EV and HEV motors [C]// IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy, 2016: 1578-1583.

[5] Lakhimsetty S, Surulivel N, Somasekhar V T. Improvised SVPWM strategies for an enhanced performance for a four-level open-end winding induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2750-2759.

[6] 孙丹, 赵琛, 柯伟煌, 等. 基于重构电压矢量的共直流母线型开绕组永磁同步电机改进直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1644-1653.
Sun Dan, Zhao Chen, Ke Weihuang, et al. Reconstructed voltage vector based improved direct torque control strategy for open-winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1644-1653. (in Chinese)

[7] 徐殿国, 刘晓峰, 于泳. 变频器故障诊断及容错控制研究综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 1-12.
Xu Dianguo, Liu Xiaofeng, Yu Yong. A survey on fault diagnosis and tolerant control of inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 1-12. (in Chinese)

[8] 王晓鹏, 姚帅亮, 姚芳, 等. 逆变器功率管开路故障诊断方法综述[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 156-169.
Wang Xiaopeng, Yao Shuailiang, Yao Fang, et al. Review of open-circuit fault diagnosis methods for inverter power transistors [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 156-169. (in Chinese)

[9] Catuogno G R, Garcia G O, Leidhold R. Fault-tolerant inverter for power flow control in variable-speed four-wire permanent-magnet generators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6727-6736.

[10] Zhao Wenxiang, Wu Binyu, Chen Qian, et al. Fault-tolerant direct thrust force control for a dual inverter fed open-end winding linear vernier permanent-magnet motor using improved SVPWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7458-7467.

[11] 年珩, 周义杰, 曾恒力. 开绕组永磁同步发电机的容错控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 58-67.
Nian Heng, Zhou Yijie, Zeng Hengli. Fault-tolerant control technique of permanent magnet synchronous generator based on open winding configuration [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 58-67. (in Chinese)

[12] Zuo Yuefei, Zhu Xiaoyong, Si Xiang, et al. Fault-tolerant control for multiple open-leg faults in open-end winding permanent magnet synchronous motor system based on winding reconnection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 6068-6078.

[13] Wei Jiadan, Kong Xianghao, Hong Ying, et al. Integrated control strategy for distortion current elimination of fault-tolerant open-end winding permanent magnet synchronous machine with topology reconfiguration [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1397-1406.

[14] Zhang Xiaoguang, Xu Chi. Second-time fault-tolerant topology and control strategy for the open-winding

PMSM system based on shared bridge arm [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12181-12193.

[15] 葛兴来, 谢东, 邓清丽. 车载牵引变流系统故障诊断与容错控制综述[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 28-44.
Ge Xinglai, Xie Dong, Deng Qingli. Overview of fault diagnosis and fault-tolerant control methods for vehicular traction converter system [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(1): 28-44. (in Chinese)

[16] Li An, Jiang Dong, Sun Xiangwen, et al. Online drive topology conversion technology for PMSM speed range extension [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 7113-7121.

[17] Shamsi-Nejad M A, Nahid-Mobarakeh B, Pierfederici S, et al. Series architecture for fault tolerant PM drives: Operating modes with one or two DC voltage source(s) [C]// 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology. Via del Mar, Chile, 2010: 1525-1530.

[18] 樊英, 张向阳, 魏梦飒, 等. 开绕组永磁复合轮毂电机驱动系统容错控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 98-105.
Fan Ying, Zhang Xiangyang, Wei Mengsa, et al. Fault-tolerant control for open-winding permanent magnet compact in-wheel motor drive system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 98-105. (in Chinese)

[19] Cui Ronghua, Fan Ying. A new fault-tolerant control strategy for open-winding drive system under single leg open-circuit fault [C]// 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Jeju, Korea, 2018: 1492-1497.

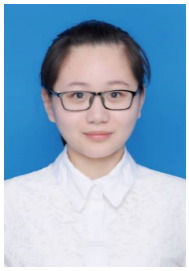
[20] Chai Na, Hu Wei. A fault-tolerant scheme against the open-switch failure in open-end winding PMSM system with isolated DC bus [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(3): 2227-2230.

[21] Zhu Bin, Tan Cheng, Farshadnia M, et al. Postfault zero-sequence current injection for open-circuit diode/switch failure in open-end winding PMSM machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5124-5132.

[22] Yu Zixiang, Kong Wubin, Jiang Dong, et al. Fault-tolerant control strategy of the open-winding inverter for DC-biased vernier reluctance machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1658-1671.

[23] 朱连成, 肖阳, 金石, 等. 开绕组无刷双馈风力发电机直接功率控制容错策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(5): 73-78, 87.
Zhu Liancheng, Xiao Yang, Jin Shi, et al. Direct power control strategy with fault-tolerant for open-winding brushless doubly-fed wind power generator [J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(5): 73-78, 87. (in Chinese)

[24] 吴可丽, 夏长亮, 张云, 等. 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 110-117, 170.
Wu Keli, Xia Changliang, Zhang Yun, et al. Common-mode voltage suppression for neutral-point-clamped three-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 110-117, 170. (in Chinese)



朱月婷

作者简介：

朱月婷(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：开绕组驱动系统容错控制。E-mail：zyting@mail.hfut.edu.cn。

杨淑英(1980—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：风力发电系统，电驱动系统。E-mail：Yangsy@hfut.edu.cn。

张禹风(1995—)，男，博士研究生。研究方向：新能源场景下电网阻抗在线辨识。E-mail：2021010036@mail.hfut.edu.cn。

张兴(1963—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动，风力发电，光伏发电。E-mail：honglf@ustc.edu.cn。

王涵宇(1990—)，男，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：电力电子变换器的故障诊断、状态监测与容错运行。E-mail：hywang@hfut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)