

文章编号:1000-6893(2005)05-0567-07

采用瞬时转矩控制策略的异步发电系统的容错研究

张兰红^{1,2}, 胡育文¹, 黄文新¹

(1. 南京航空航天大学 航空电源航空科技重点实验室, 江苏 南京 210016)

(2. 盐城工学院 电气工程系, 江苏 盐城 224003)

Tolerant Research of the Induction Generation System Based on ITC Strategy

ZHANG Lan-hong^{1,2}, HU Yu-wen¹, Huang Wen-xin¹

(1. Aero-Power Sci-Tech Center, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

(2. Department of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224003, China)

摘 要: 在六开关三相异步发电系统中增加较少的硬件, 可实现对常见故障的容错, 容错后系统重构为四开关三相运行系统。研究了容错型四开关三相系统中电压矢量的特点及其对磁链和转矩的调节作用, 提出了四开关三相系统瞬时转矩控制中磁链和转矩的控制方案。对四开关三相异步发电系统的几个关键问题进行了研究, 针对电容电压漂移问题, 提出了修正转矩给定的有效方法。最后给出了仿真与实验结果。

关键词: 电力电子技术; 航空电源; 故障容错; 异步发电机; 瞬时转矩控制(ITC)

中图分类号: V242.3 **文献标识码:** A

Abstract: In the six-switch three-phase induction generation system, a few usual fault modes can be tolerated by increasing some low cost hardware. The system is reconfigured as a four-switch three-phase generation system after the short-circuit or open-circuit fault of a power switch has been detected and isolated. Features of voltage space vectors of the tolerant four-switch system are analyzed. The adjust effect of different voltage vectors to flux linkage and torque is investigated. Control scheme of flux linkage and torque in instantaneous torque control(ITC) of four-switch three-phase system is proposed. Several key problems of four-switch three-phase system are researched. An effective method to restrain voltage excursion of two capacitors by modifying the torque command is presented. Simulation and experimental results are presented finally.

Key words: power electronics technology; aero power; fault tolerance; induction generator; instantaneous torque control(ITC)

随着机载设备用电量的剧增及对电能要求的提高, 开发大容量、高品质的新型航空电源系统, 已引起专家的研究兴趣。由于笼型异步电机一系列的优点, 加上近年来电力电子及其控制技术的飞速发展, 由电力电子变换器与异步电机结合构成的发电系统, 采用先进的控制策略, 性能较传统异步发电机得到极大的改善, 因而它已成为新型航空电源系统的理想选择^[1,2]。在异步发电系统的先进控制策略中, 瞬时转矩控制策略^[3,4]动态性能特别优良, 在航空电源系统中应用非常合适。

作为航空电源系统, 可靠性是首先必须考虑的问题, 故障诊断与容错技术则是提高可靠性的有力保证。采用变换器与电机结合构成的发电系统由于控制灵活, 动静态性能优良, 应用前

景很好, 然而电力电子器件及其控制电路又是系统中较易发生故障的薄弱环节, 其可靠性问题一直未得到有效解决, 制约了这类系统的迅速推广应用。近十多年来, 欧美专家针对变换器控制的电动系统进行了较多的故障诊断与容错研究工作, 所做工作分为 3 类: (1) 对变换器关键故障模式的数学分析与仿真研究^[5]; (2) 变换器故障诊断技术研究^[6~9]; (3) 变换器故障容错技术研究^[10~13]。

发电系统在航空、军事等重要场合比电动系统更为重要, 而专门针对发电系统的容错研究还几乎没有。变换器控制的发电系统和电动系统常见故障相同, 电动系统中利用故障后电压电流等物理量的变化规律来进行故障检测的技术在发电系统中值得借鉴; 但电动系统的容错研究大多是针对 SPWM 控制或矢量控制的系统, 方法是用对变换器拓扑的调整来实现容错, 控制器内部不需作太大的调整。异步发电系统

收稿日期: 2004-07-27; 修订日期: 2005-03-06

基金项目: 国家自然科学基金(50177014); 教育部博士学科点专项科研基金(20010287001)资助项目

的瞬时转矩控制策略将电机和变换器作为一个整体,通过对变换器开关状态的直接控制而控制电机的转矩,若容错后变换器拓扑结构发生了变化,控制器内部必须进行较大幅度的调整。本文对采用瞬时转矩控制策略的异步发电系统的常见故障进行容错研究,以使系统在故障发生后可以继续发电,保证飞机重要部件的运转,

避免灾难事故的发生。

1 瞬时转矩控制的异步发电系统常见故障模式及其检测

瞬时转矩控制的异步发电系统由异步电机、电力电子变换器、控制器、发动机等部分组成,其系统构成如图1所示^[3,4]。

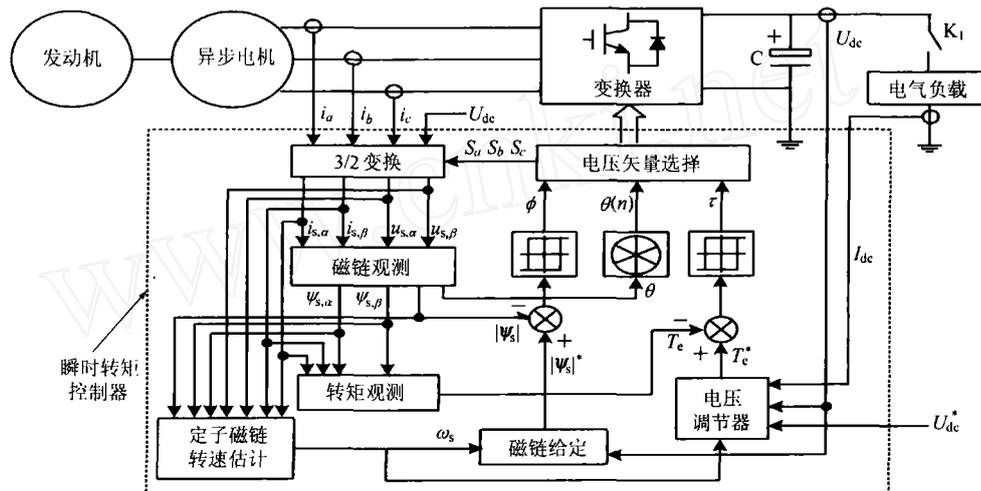
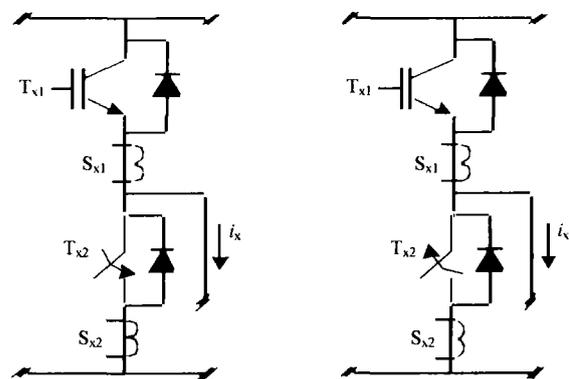


图1 采用瞬时转矩控制策略的异步发电系统

Fig.1 The ITC induction generation system

该系统中由于采用了电力电子变换器,电机本身许多故障可以避免,相比于电机而言变换器更易发生故障^[5],变换器常见的故障有两种:(1)由于开关元件反向击穿,或桥臂的绝缘破坏或并接在元件两端的RC吸收回路短路,使功率开关短路,如图2(a)所示,这是一种比较严重的故障,如不及时排除,会使其它元件损坏而导致整个系统瘫痪;(2)功率开关元件通常由独立的驱动电源驱动,驱动电路元器件老化及EMC性能变差会导致驱动电源故障,使开关元件无驱动信号,造成功率开关开路,如图2(b)所示。

对功率开关短路故障,文献[6]用在直流母线上设置单电流传感器的方法检测,但是该方法不能识别是哪个开关发生了短路故障,文献[7]采用定子平均电流Park矢量监控的方法检测,但是从短路故障发生到检测出故障之间至少需要一个基波周期的时间,这期间故障桥臂有多个控制周期处于直通短路状态,因而对功率开关定额要求很高。将每个功率开关与一个电流传感器串联,如图2所示,若传感器 S_{x1} 与 S_{x2} 电流同时超过规定范围,则可以判断相应桥臂上发生了功率开关短路故障。该方法尽管使用的电流传感器数量较多,但可以迅速准确地诊断



(a) 功率开关短路

(b) 功率开关开路

图2 变换器常见故障模式

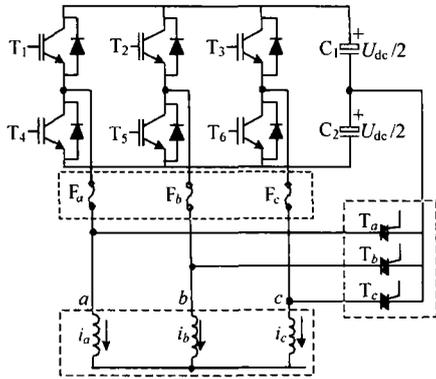
Fig.2 Usual fault modes of converter

出开关短路故障。

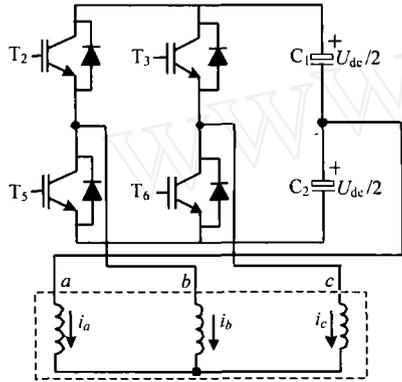
对功率开关开路故障,可以借鉴文献[8]中的定子电流矢量轨迹法来判别检测。

2 对常见故障的容错拓扑

针对变换器常见故障,采用图3所示的容错拓扑^[11,13]。该拓扑将直流母线滤波电容 C 分成 C_1 和 C_2 两部分,增加了3个双向晶闸管 $T_a \sim T_c$ 及3个快速熔断器 $F_a \sim F_c$,正常情况下, $T_a \sim T_c$ 均处于断开状态。



(a) 正常时的六开关三相系统



(b) 容错后的四开关三相系统

图 3 容错拓扑

Fig. 3 The tolerant topology

当检测到某一开关短路故障后,控制器断开它的互补开关的驱动信号,以防桥臂直通短路,然后触发与该相对应双向晶闸管导通,这样半侧母线电容、双向晶闸管、快速熔断器、短路功率开关形成一个回路,存储在母线电容中的能量熔断快速熔断器,短路开关从变换器中隔离。对 T_1 短路故障容错后拓扑如图 3(b) 所示。当某一开关开路时,只需将它的互补开关断开,将对应的双向晶闸管触发导通,也得到图 3(b) 所示的拓扑,此时系统成为四开关三相发电运行系统。

3 四开关三相系统瞬时转矩控制中磁链和转矩的控制方案

图 3(b) 所示的四开关三相系统中,以 S_b 、 S_c 表示 b 、 c 两相的开关状态,上管导通时其值为 1,下管导通时其值为 0,设理想情况下 C_1 和 C_2 的容量无穷大,它们的电压均为 $U_{dc}/2$,此时电机定子三相电压为

$$\begin{cases} u_{an} = U_{dc}(1 - S_b - S_c)/3 \\ u_{bn} = U_{dc}(2S_b - S_c - 0.5)/3 \\ u_{cn} = U_{dc}(2S_c - S_b - 0.5)/3 \end{cases} \quad (1)$$

定子电压矢量为

$$u_s = 2(u_{an} + \alpha u_{bn} + \alpha^2 u_{cn})/3 \quad (2)$$

式中: $\alpha = e^{j2/3\pi}$, 定子电压矢量的 α 轴和 β 轴分量为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = U_{dc}(1 - S_b - S_c)/3 \\ u_{s\beta} = U_{dc}(S_b - S_c)/\sqrt{3} \end{cases} \quad (3)$$

同理可得容错 b 相与 c 相桥臂故障的四开关系统的电压矢量。相应的矢量表示如图 4。

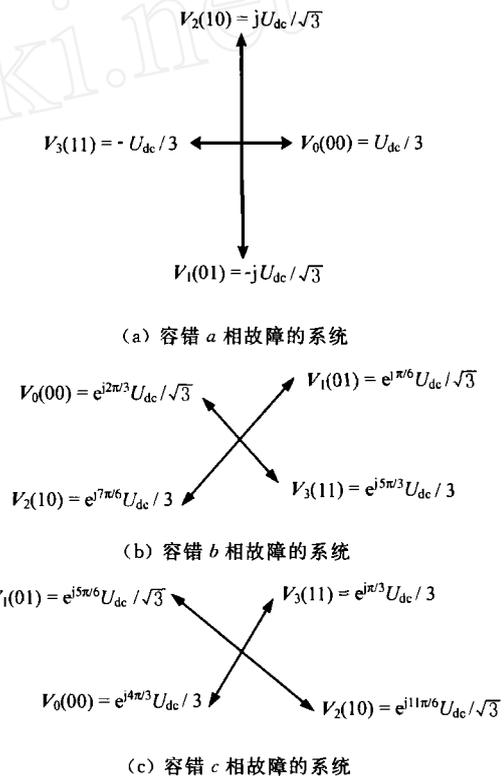


图 4 四开关三相系统的电压矢量

Fig. 4 Voltage vectors of four-switch three-phase system

与正常六开关三相系统相比,四开关三相系统电压矢量特点为:(1) 有 4 个幅值不同的有效矢量,各矢量依次相差 90° ,而六开关系统有 6 个幅值相等的有效矢量,各矢量依次相差 60° ;(2) 没有零矢量,而六开关系统有两个零矢量。因此电压矢量对电机磁链与转矩的调节作用发生了很大的变化,要继续采用瞬时转矩控制策略,必须重新建立磁链与转矩的控制方案。

由于各电压矢量依次相差 90° ,将空间分成 4 个区间,如图 5 所示。当定子磁链矢量在 $\theta(1)$ 区间时,如果磁链幅值要增加,可选择 $V_0(00)$ 和 $V_2(10)$ 两个矢量。但这两个矢量对转矩的调节作用不同,如果电机转子逆时针方向旋转,选择 $V_0(00)$ 使定子磁链反向加速,转矩减小,发电系统中转矩实质上负向增大,相反选择 $V_2(10)$ 使定子磁链正向加

速,转矩增加。如果要使磁链幅值减小,可选择 $V_1(01)$ 和 $V_3(11)$ 两个矢量,但选择 $V_1(01)$ 使转矩减小,选择 $V_3(11)$ 使转矩增加。其余扇区的情况可以类推。因此可建立四开关三相系统瞬时转矩控制中磁链与转矩的控制方案,用表 1 所示电压矢量优选表表示, ϕ 或 τ 为 0 表示要求选用使定子磁链幅值或转矩增加的矢量, ϕ 或 τ 为 1 则表示要求选用使定子磁链幅值或转矩减少的矢量。对于容错 b 相和 c 相桥臂故障的四开关系统的 ITC,矢量选取与上述相同,但 4 个扇区的位置相对于图 5 所示位置应分别超前 120° 和 240° 。

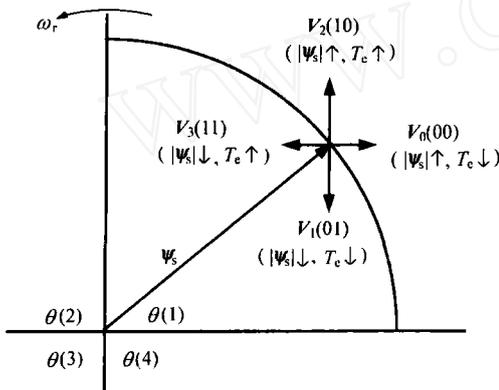


图 5 $\theta(1)$ 区间中电压矢量的调节作用

Fig. 5 Adjust effect of voltage vectors in sector $\theta(1)$

表 1 四开关三相系统 ITC 电压矢量优选表

Table 1 The voltage vector optimal select table of ITC in four-switch three-phase system

ϕ	τ	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$
0	0	$V_2(10)$	$V_3(11)$	$V_1(01)$	$V_0(00)$
0	1	$V_0(00)$	$V_2(10)$	$V_3(11)$	$V_1(01)$
1	0	$V_3(11)$	$V_1(01)$	$V_0(00)$	$V_2(10)$
1	1	$V_1(01)$	$V_0(00)$	$V_2(10)$	$V_3(11)$

4 容错系统的几个关键问题研究

4.1 容错后最大输出功率

正常三相运行时,6 个有效电压矢量的幅值均为 $2U_{dc}/3$,保证圆形定子磁链轨迹时,最大平均电压矢量幅值为 $V_{m1} = U_{dc}/\sqrt{3}$,如图 6(a) 所示。理想四开关三相系统运行时,最大平均电压矢量为 $V_{m2} = U_{dc}/(2\sqrt{3})$,如图 6(b) 所示。若输出电压 U_{dc} 相同,则 V_{m2} 是 V_{m1} 的一半。定子磁链平均转速、定子磁链最大幅值与平均电压矢量幅值的关系为

$$\omega_s |\psi_s| = V_m \quad (4)$$

若原动机转速不变,则 ω_s 基本不变,所以四

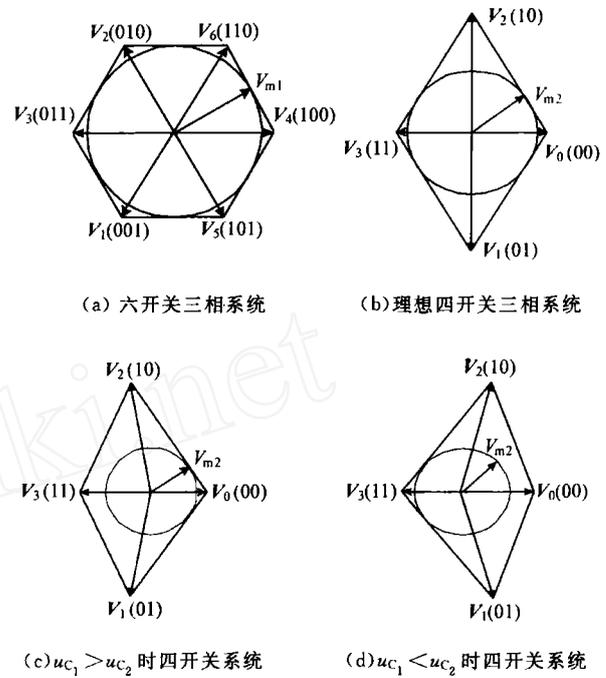


图 6 平均电压矢量的表示

Fig. 6 The mean voltage vectors

开关运行时,在保证圆形磁链轨迹时,定子磁链最大幅值 $|\psi_s|$ 是正常最大幅值的一半。因为电机转矩电流最大近似和正常运行时最大值相等,所以四开关运行最大输出功率约为正常时的一半。

容错后因为有较强的相电流流过电容,实际 C_1 和 C_2 的容量又不可能无穷大,它们的电压 u_{c1} 和 u_{c2} 将不为恒定的 $1/2U_{dc}$,而以相电流的频率在波动变化。此时电机三相电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{an} &= u_{c1}(-S_b - S_c)/3 + u_{c2}(2 - S_b - S_c)/3 \\ u_{bn} &= u_{c1}(2S_b - S_c)/3 + u_{c2}(2S_b - S_c - 1)/3 \\ u_{cn} &= u_{c1}(2S_c - S_b)/3 + u_{c2}(2S_c - S_b - 1)/3 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

电压矢量的 α, β 分量为

$$\begin{cases} u_{sa} = -u_{c1}(S_b + S_c)/3 + u_{c2}(2 - S_b - S_c)/3 \\ u_{sb} = -u_{c1}(S_b - S_c)/\sqrt{3} + u_{c2}(S_b - S_c)/\sqrt{3} \end{cases} \quad (6)$$

此时 4 个电压矢量分别为 $V_0(00) = 2u_{c2}/3, V_1(01) = (u_{c2} - u_{c1})/3 - j(u_{c2} + u_{c1})/\sqrt{3}, V_2(10) = (u_{c2} - u_{c1})/\sqrt{3} + j(u_{c2} + u_{c1})/\sqrt{3}, V_3(11) = -2u_{c1}/3$ 。当 u_{c1} 大于或小于 u_{c2} 时,矢量表示如图 6(c), (d) 所示,平均电压矢量变小,磁场变弱,电机最大输出功率低于正常最大输出功率的一半。

4.2 电容电压漂移及其抑制方法

瞬时转矩控制策略中,电磁转矩给定 T_e^* 由两部分组成:一是输出电压 U_{dc} 与给定电压 U_{dc}^* 的

偏差经 PID 调节器得到;二是根据输出功率估算的负载转矩^[4],如式(7)所示

$$T_e^* = k_1(U_{dc} - U_{dc}^*) + k_2 \int (U_{dc} - U_{dc}^*) dt + k_3 \frac{d(U_{dc} - U_{dc}^*)}{dt} - \frac{U_{dc}^* I_{dc}}{\omega_s} \quad (7)$$

其中: U_{dc} , I_{dc} 为输出直流电压、电流; U_{dc}^* 为输出直流电压的给定值。稳态时转矩给定 T_e^* 随 U_{dc} 波动也有很小波动,如图 7 中 T_e^* , 这样系统发 00 和 11 矢量的机会与时间长短不一样, C_1 与 C_2 的充放电机会不等。若一个电流周期中, C_1 充电量大于放电量, C_2 充电量必小于放电量,随着时间的积累, u_{C_1} 向大于 $U_{dc}/2$ 的方向漂移, u_{C_2} 向小于 $U_{dc}/2$ 的方向漂移。

为抑制漂移,必须对稳态转矩给定进行修正,使转矩给定的波动幅度减小。将式(7)中第一项改为对输出电压 U_{dc} 的滤波值 U'_{dc} 与给定电压 U_{dc}^* 的误差进行比例调节,如式(8)所示。

$$T_e^{*'} = k_1(U'_{dc} - U_{dc}^*) + k_2 \int (U_{dc} - U_{dc}^*) dt + k_3 \frac{d(U_{dc} - U_{dc}^*)}{dt} - \frac{U_{dc}^* I_{dc}}{\omega_s} \quad (8)$$

由此得到的转矩给定如图 7 中的 $T_e^{*'}$, 相比于 T_e^* 而言, $T_e^{*'}$ 要平稳得多, 系统发 00 和 11 矢量的机会基本一致, C_1 和 C_2 的充放电动态平衡, 电压漂移得到抑制, u_{C_1} 和 u_{C_2} 以 $U_{dc}/2$ 为基准上下波动。在突加、突卸负载的动态过程中转矩仍按式(7)给定, 保证系统快速的动态响应。

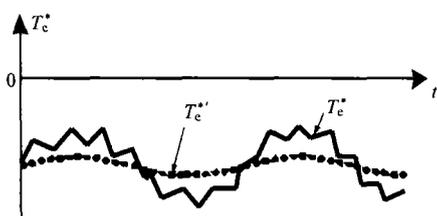


图 7 电磁转矩给定示意图
Fig. 7 The torque command

4.3 电容的选取

电容 C_1 和 C_2 选取时考虑的第 1 个因素是如何兼顾系统容错后输出尽可能高的功率与电容体积之间的关系。容错后输出功率越高, 通过电容的电流越大, C_1 和 C_2 的电压波动越大, C_1 和 C_2 按式(9)来估算

$$C = \frac{I_c}{2\omega_e \Delta u} \quad (9)$$

其中: I_c 为相电流; ω_e 为相电流角频率; Δu 为电

容 C_1 和 C_2 的允许电压变化量; Δu 取得越小, u_{C_1} 和 u_{C_2} 波动越小, 系统最大输出功率越接近正常时的 50%, 但电容体积变得越大。

C_1 和 C_2 选取时考虑的第 2 个因素是电容存储的能量在对短路故障容错时应能够熔断快速熔断器。若 C_1 和 C_2 太小, 短路时它们的电压很快放电到零, 将不足以克服快速熔断器熔断所需要的 $I^2 t$, 电容选取时应保证

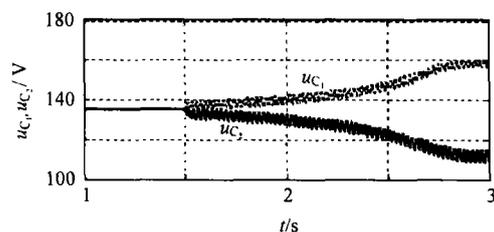
$$C \Delta u_c / \Delta t \gg I \quad (10)$$

其中: Δu_c 为熔断器熔断过程中电容电压变化量; Δt 为熔断器的熔断时间; I 为熔断器额定电流。

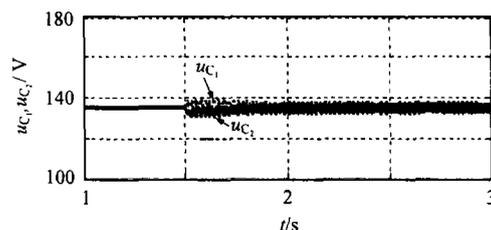
5 仿真与实验结果

仿真与实验所用电机均为 Y100L-42.2 kW 异步电机, 电机转速为 1450 r/min, 电容 C_1 与 C_2 均取为 4000 μ F, 直流母线输出电压 U_{dc} 均为 270 V, 正常三相发电运行的额定输出功率为 1 kW 左右, 仿真与实验中所带负载均为 400 W。短路故障通过在功率开关旁并一只双向晶闸管并触发其导通来模拟^[11], 开路故障通过对其中的一个功率开关始终发 0 驱动信号来模拟^[12]。

采用 Matlab 软件对瞬时转矩控制的异步发电系统的容错方案进行了仿真。仿真结果如图 8 所示, $t=1.5$ s 时发生故障, 系统检测并将其隔离后, 从六开关三相变为四开关三相运行系统。因有较大的相电流通过 C_1 与 C_2 , u_{C_1} 与 u_{C_2} 不再为恒定的 $U_{dc}/2$, 而在波动变化, 按式(7)进行转矩



(a) 未采取漂移抑制措施的电容 C_1 和 C_2 的电压



(b) 采取漂移抑制措施后的电容 C_1 和 C_2 的电压

图 8 容错仿真结果

Fig. 8 Tolerant simulation results

给定时, C_1 与 C_2 的电压将漂移, 如图 8(a) 所示; 若稳态时按式(8)进行转矩给定, u_{C_1} 与 u_{C_2} 漂移得到抑制, 在输出电压的一半附近波动, 如图 8(b) 所示。

为了验证所选电容能否熔断快速熔断器, 对熔断器进行了熔断测试, 实验结果如图 9 所示, 选择额定电流为 10 A 的 RT14 型快速熔断器, 4000 μ F 电容充电后在 400 μ s 内可将其迅速熔断, 熔断过程中电容电压下降了 60 V。

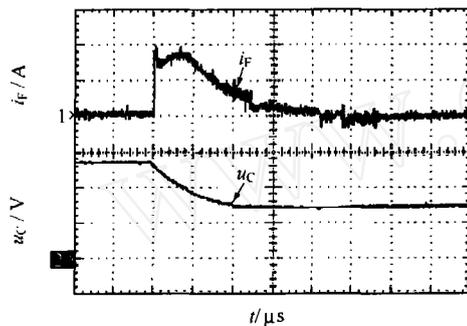
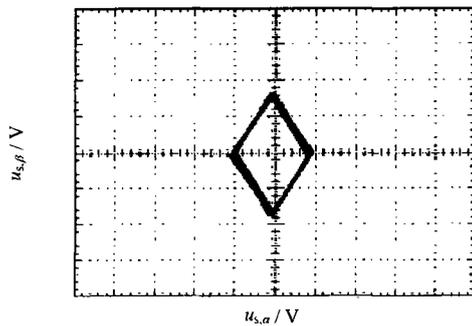
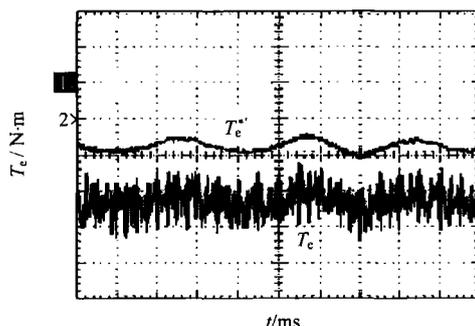


图9 快速熔断器熔断测试结果
(u_C : 50V/格, i_F : 5A/格, t : 100 μ s/格)
Fig. 9 Experiment results of a fuse test

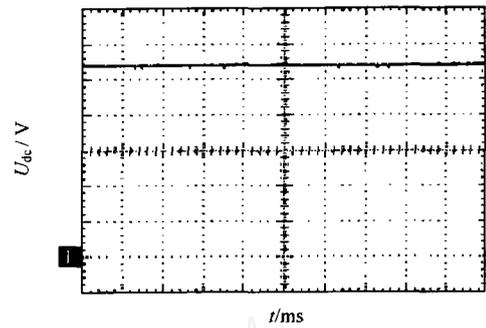
容错后四开关系统实验结果如图 10 所示, 有 4 个幅值不等的电压矢量, 如图 10(a) 所示; 转矩波形如图 10(b) 所示, 修正过的转矩给定 T_e^* , 有比较平滑的低频波动, 与图 7 中一致, 实际转矩 T_c 围绕 T_e^* 波动变化; 在带 400 W 负载的情况



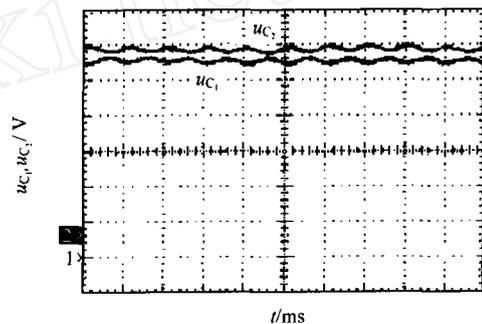
(a) 电压矢量 ($u_{s,\beta}$: 100V/格, $u_{s,\alpha}$: 100V/格)



(b) 电磁转矩 (T_c : 2 · N · m/格, t : 50ms/格)



(c) 直流母线电压 U_{dc} 波形 (U_{dc} : 50V/格, t : 20ms/格)



(d) 电容 C_1, C_2 电压波形 (u_{C_1}, u_{C_2} : 25V/格, t : 20ms/格)

图 10 四开关三相系统的实验结果

Fig. 10 Experiment results of four-switch three-phase system

下, 直流母线输出电压可以继续稳定在 270 V, 如图 10(c) 所示, 而电容 C_1, C_2 的电压以相电流的频率在波动, 如图 10(d) 所示。

6 结论

在采用瞬时转矩控制策略, 由异步电机、六开关变换器构成的直流发电系统中, 当检测到变换器某一个功率开关开路或短路故障时, 通过对系统中增加的少量硬件的控制, 系统重构为四开关三相系统, 再通过对控制器内部结构的调整, 四开关系统可以继续采用瞬时转矩控制策略运行。这种软、硬件结合的容错方案简单有效。当然故障容错后的运行, 其性能指标有所下降, 最大输出功率小于正常系统的 50%, 但输出容量可以满足飞机重要部件的供电, 防止飞机全部失电事故的发生。

参考文献

[1] Elbuluk M E, Kankan M D. Potential starter/generator technologies for future aerospace applications[J]. IEEE AES System Magazine, 1997, 21(5): 24-31.
[2] Alan I, Lipo T A. Starter/generator employing resonant-converter-fed induction machine. Part I: analysis[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,

- 2000, 36(4): 1309-1318.
- [3] 黄文新, 胡育文. 用于航空高压直流电源系统的笼型异步发电机控制策略的研究[J]. 航空学报, 2002, 23(4): 377-380.
Huang W X, Hu Y W, Research of the DTC control strategy for induction generator used in aircraft high voltage DC power system[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2002, 23(4): 377-380. (in Chinese)
- [4] 黄文新. 笼型异步发电机—电力电子变换器高压直流发电系统的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2002.
Huang W X. Research on high voltage DC generation system based on squirrel-cage induction generator and power electronic converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2002. (in Chinese)
- [5] Kastha D, Bose B K. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 1028-1038.
- [6] Blaabjerg F, Pedersen J K, Jaeger U, *et al.* Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(5): 1241-1253.
- [7] Mendes A M S, Marques C A J. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current Park's vector approach[A]. IEEE International Electric Machines and Drives Conference[C]. 1999. 704-706.
- [8] Peugeot R, Courtine S, Rognon J P. Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(6): 1318-1326.
- [9] Ribeiro R L A, Jacobina C B, Silva E R C D, *et al.* Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(2): 587-593.
- [10] Liu T H, Fu J R, Lipo T A. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(5): 910-917.
- [11] Fu J R, Lipo T A. A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive[A]. Proc IEEE IAS Annual Meeting[C]. 1993. 1015-1020.
- [12] Bolognani S, Zordan M, Zigliotto M. Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(5): 1134-1141.
- [13] Ribeiro R L D A, Jacobina C B, Da Silva E R C, *et al.* Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 439-446.

作者简介:

张兰红(1968—) 女, 江苏盐城人, 盐城工学院副教授, 南京航空航天大学在读博士, 研究方向为电机控制与电力电子。E-mail: zhanglanhong@yahoo.com.cn, 电话: 025-84890382。

胡育文(1944—) 男, 江西樟树人, 教授, 博士生导师, 硕士, 1986年赴日本九州大学, 1995、2001年赴澳大利亚新南威尔士大学访问, 长期从事电机控制与电力电子方面的研究。E-mail: huyuwen@nuaa.edu.cn, 电话: 025-84892867。

黄文新(1966—) 男, 江苏建湖人, 副教授, 博士, 研究方向为电机控制与电力电子。E-mail: hwx@ycit.edu.cn