

一种高密度磁场电磁搅拌电源的容错方法

向新星¹, 罗安¹, 黎燕², 陈燕东¹

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 中南大学自动化学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 提出了一种高密度磁场电磁搅拌系统电源的容错拓扑结构及其容错控制策略, 以提高系统的可靠性和稳定性。首先分析了所提高密度磁场电磁搅拌系统的原理。其次分别对电磁搅拌电源的前级三相整流器和后级两相正交逆变器进行了容错拓扑结构的设计, 容错空间大, 从结构上提高电磁搅拌电源的可靠性。并提出了脉冲重置方法, 结合前后级各自的控制方法, 形成容错控制策略, 使得容错电磁搅拌电源在故障前后不需转换控制算法, 从控制算法上提高电磁搅拌电源的可靠性。通过仿真和实验验证了所提容错电磁搅拌电源拓扑及其容错控制策略的正确性。

关键词: 电磁搅拌; 三相整流器; 两相正交逆变器; 容错; 故障重构

An electromagnetic stirring power supply with a high density magnetic field and its fault tolerant methods

XIANG Xinxing¹, LUO An¹, LI Yan², CHEN Yandong¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. School of Automation, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: The fault tolerant topology and control strategy for a power supply of an electromagnetic stirring system with high density magnetic field are proposed to improve the reliability and stability of the system. First, the operating principle of the electromagnetic stirring system with a high density magnetic field is analyzed. Secondly, the fault-tolerant topology design of the fore-stage three-phase rectifier and the back-stage two-phase orthogonal inverter of the electromagnetic stirring power supply are respectively carried out to improve the reliability of the electromagnetic stirring power supply in the structure. A pulse reset method is proposed. It combines with the respective control methods of the front and back stages to form a fault-tolerant control strategy, so that the fault-tolerant electromagnetic stirring power supply does not need to convert the control algorithm before and after the fault to improve the reliability of the electromagnetic stirring power supply in the control algorithm. The correctness of the fault-tolerant electromagnetic stirring power supply topology and its fault-tolerant control strategy are verified by simulation and experimental results.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2016YFB0601302).

Key words: electromagnetic stirring; three-phase rectifier; two-phase orthogonal inverter; fault tolerant; fault reconfiguration

0 引言

电磁搅拌技术能改善铸坯的组织结构, 高性能地提高产品质量, 已成为电磁流体力学在连铸钢等冶金行业最成功的应用之一^[1]。电磁搅拌(Electromagnetic Stirrer, EMS)主要是利用电磁感应原理, 通过交变磁场在金属熔液中感生电磁力来形成对钢液的非接触搅拌, 来控制连铸过程中钢水的流动、传热和凝固^[2]。电磁搅拌技术具有高能量密

度、高清洁性、高可靠性、高可控性和高自动化等优越性, 对于改善铸坯质量有着重要意义^[3-6]: 有效改善铸坯表面、皮下和内部质量, 如中间裂纹、中心疏松、中心缩孔和中心偏析; 弥补某些连铸工艺条件失控的影响, 如过热度过高, 铸机对中不良; 扩大连铸钢种范围, 如沸腾钢、易切钢、轴承钢、滚珠钢、工具钢等; 有利于提高拉速和生产率。

然而, 连铸板坯表面为固化的坯壳、里面为1400°的流动的钢水, 搅拌辊产生的行波电磁场要穿越搅拌辊套、坯壳、钢水, 磁场气隙大, 因而, 磁场衰减大; 并且, 钢水的导电和导磁性能差, 与

铜相比, 钢水的导电性能低二个数量级, 与硅钢片相比, 钢水的导磁性能差三个数量级, 因此, 要在钢水中产生强电磁搅拌力难度极高。宽厚板坯面临的高密度磁场、快速可靠均匀搅拌, 对电源有着极高的要求。国外领先的 ROTELC、ABB 电磁搅拌技术对中国实施技术封锁, 制约了中国特种钢材连铸的整体技术水平。

目前钢铁连铸用电磁搅拌电源一般采用二相正交逆变电源, 输出两相正交电流给感应线圈供电, 激发形成电磁推力, 从而使钢液产生旋转运动^[7-8]。两相正交逆变电源作为连铸电磁搅拌的关键装备, 其电流波形质量和响应速度等性能直接影响连铸钢的质量和品质。在传统的两相逆变电源的拓扑结构方面, 一般采用前级整流器-后级逆变器的前后两级结构。前级采用不可控整流方式, 将三相交流电转换为一个稳定的直流电源^[9-10]。对于后级两相正交逆变器的拓扑, 文献[11-12]采用两单相逆变器结构, 每个逆变器接一相电磁搅拌辊。该种结构具有控制简单, 直流电压利用率高, 但是需要 8 个功率开关管, 其器件数量较多, 功率有损耗, 成本高。为了减少使用功率开关器件, 并减少功率损耗, 文献[3]提出了采用 4 个功率开关管组成两个桥臂, 每个桥臂与直流侧电容构成半桥逆变器, 构成两相正交逆变器来获得两相正交输出电流。该种结构虽然器件数量减少, 但是其直流电压利用率低, 直流侧两电容需要进行平衡控制。为此, 为了弥合两者的缺陷, 文献[4-6, 13]使用了一种 6 个功率开关管构成三桥臂, 其中两个开关臂为独立的开关臂, 第 3 个开关臂为公共臂, 构成两相正交逆变器并通过采用合适的控制方法来获得两相正交输出电流。另一方面, 电磁搅拌器的运行过程“正向搅拌-停止-逆向搅拌”使得电磁搅拌电源容易发生故障, 而电磁搅拌电源

一旦发生故障, 会极大影响生产钢材的品质。电磁搅拌逆变电源的重要组成部分是前级整流器-后级逆变器^[14]。前级整流器-后级逆变器中最容易产生事故的地方就是功率组件及其控制线路^[15-23], 目前还没能够有效地处理好它的可靠性问题。当前级整流器-后级逆变器产生事故时会导致整个系统不能正常工作, 严重时将导致不可想象的后果。因此要求前级整流器-后级逆变器在产生事故时能够实现容错运行。

本文提出一种高可靠性电磁搅拌电源, 对前级整流器和后级逆变器都设计了容错拓扑, 并提出了相应的控制方法, 使得容错电磁搅拌电源在故障前后不需转换控制算法, 在结构和控制算法上大大提高了电磁搅拌电源系统的可靠性和稳定性、快速性。

1 高密度磁场搅拌电源的容错拓扑结构及工作原理

1.1 高密度磁场电磁搅拌电源的容错拓扑结构

本文提出的高可靠性电磁搅拌电源的容错拓扑结构如图 1 所示, 该电源由前级三相整流器、后级三桥臂的两相正交逆变器构成, 负载是电磁搅拌器。为了抑制高次谐波和装置短路故障时防止电流过大, 电源输出侧采用一组输出滤波器 L_o , r_o 是其内阻。电磁搅拌器需要大功率低频两相正交逆变电源进行励磁, 形成搅拌磁场。流经电磁搅拌器 α 相和 β 相的电流为幅值和频率相等、相位 90° 的低频正弦电流, 通过对 α 相和 β 相电流的控制, 即可得到期望的低频两相正交电流。当电磁搅拌电源给电磁搅拌器供电时, 便形成搅拌磁场, 在连铸的钢水中产生感应电流, 该感应电流与磁场相互作用, 产生电磁力, 使连铸钢水进行有规律的定向运动。将电磁搅拌器等效为两相正交感应线圈。

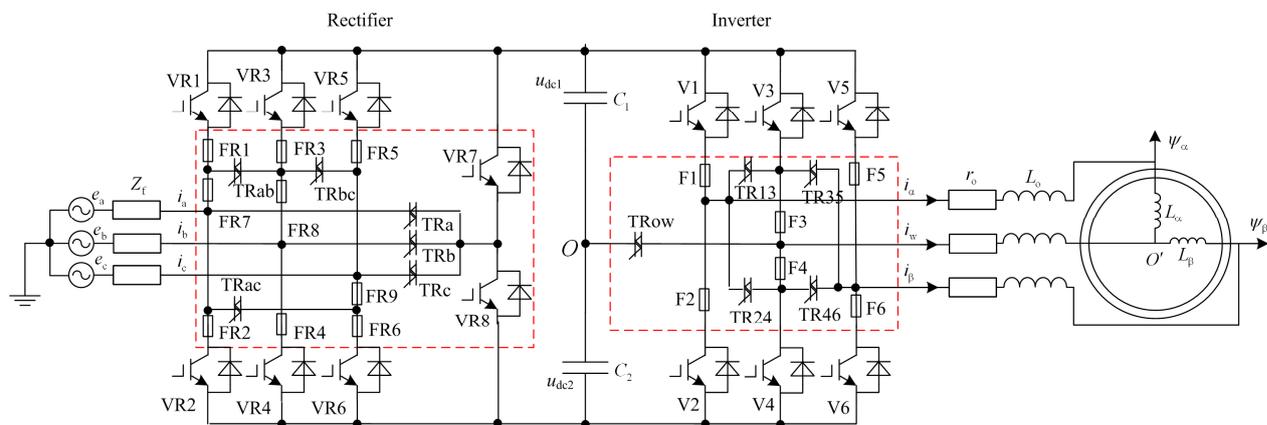


图 1 电磁搅拌电源的容错拓扑结构

Fig. 1 Fault-tolerant topology of electromagnetic stirring power supply

负载电磁搅拌器工作模式为正向搅拌-停止-反向搅拌,不断循环。由于后级逆变器与负载电磁搅拌器直接相连,负载电磁搅拌器极易对后级逆变器造成干扰,从而导致逆变器中的功率开关管发生故障。因此后级逆变器比前级整流器更容易发生故障。利用快速熔断器和双向可控硅开关分别对前级整流器和后级逆变器进行了容错设计,如图1中红色虚线框所示。后级逆变器的容错结构比前级整流器的容错结构具有更宽的容错空间。

1.2 容错电磁搅拌电源的工作原理

当容错电磁搅拌电源工作在正常状态时,对应的等效结构如图2所示。

当容错电磁搅拌电源的前级整流器或后级逆变器中的功率开关管发生故障,通过熔断相应的快速熔断器,触发导通相应的双向可控硅开关,重构前级整流器或后级逆变器。重构后的等效拓扑结构如图3所示。

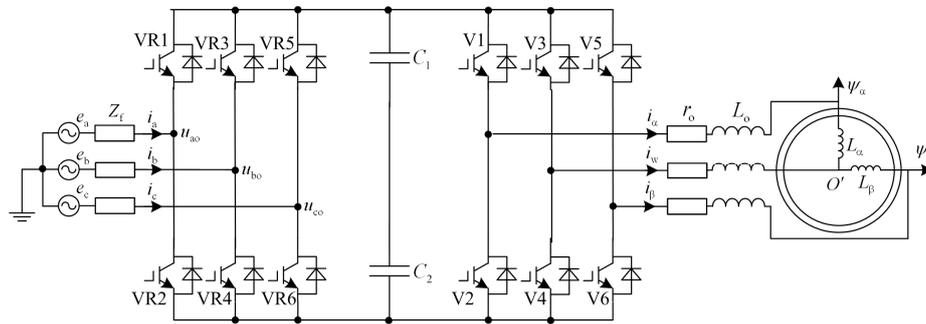


图2 电磁搅拌电源处于正常工作状态的拓扑结构

Fig. 2 Topology of electromagnetic stirring power supply in normal operating state

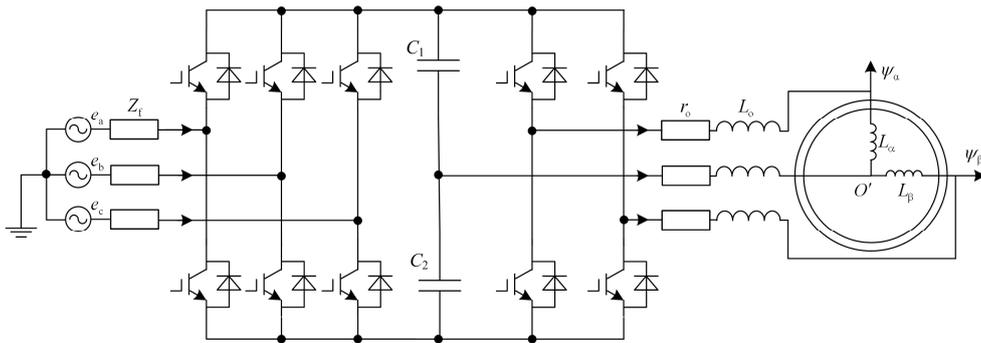


图3 电磁搅拌电源处于故障重构的拓扑结构

Fig. 3 Fault reconstruction topology of the electromagnetic stirring power supply

前级整流器中的功率开关管故障与快速熔断器、双向可控硅开关的状态关系如表1所示,实现前级整流器冗余型容错。例如,如果 α 相的功率开关管 V_{R1} 故障,则熔断快速熔丝 F_{R1} ,切除 V_{R1} 。并且接通 TR_a ,将 V_{R7} 和 V_{R8} 构成 α 相。

而后级两相正交逆变器重构为三相两桥臂型结构,第三桥臂由直流侧电容构成。后级两相正交逆变器中的开关管故障与快速熔断器、双向可控硅开关的状态关系如表2所示,实现后级逆变器容错。例如,如果 α 相的功率开关管 V_1 故障,则熔断快速熔丝 F_1 ,切除 V_1 。并且熔断快速熔丝 F_3 和 F_4 。接通 TR_{α} 和 TR_{13} ,将 V_3 和 V_2 重构成 α 相,直流侧的两个电容构成 w 相。同时在控制算法中将原本

V_1 的脉冲信号重置给 V_3 。

表1 整流器的开关状态表

Table 1 Rectifier switch status

序号	故障开关	熔断	开通	重构相
1	V_{R1}	F_{R1}	TR_a	$a(V_{R7}, V_{R8})$
2	V_{R2}	F_{R2}	TR_a	$a(V_{R7}, V_{R8})$
3	V_{R3}	F_{R3}	TR_b	$b(V_{R7}, V_{R8})$
4	V_{R4}	F_{R4}	TR_b	$b(V_{R7}, V_{R8})$
5	V_{R5}	F_{R5}	TR_c	$c(V_{R7}, V_{R8})$
6	V_{R6}	F_{R6}	TR_c	$c(V_{R7}, V_{R8})$
7	$V_{R1}\&V_{R2}$	$F_{R1}\&F_{R2}$	TR_a	$a(V_{R7}, V_{R8})$
8	$V_{R3}\&V_{R4}$	$F_{R3}\&F_{R4}$	TR_b	$b(V_{R7}, V_{R8})$
9	$V_{R5}\&V_{R6}$	$F_{R5}\&F_{R6}$	TR_c	$c(V_{R7}, V_{R8})$

表 2 逆变器的开关状态表
Table 2 Inverter switch status

序号	故障开关	熔断	开通	重构相
1	V ₁	F ₁ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₁₃	α(V ₃ , V ₂), w(C ₁ , C ₂)
2	V ₂	F ₂ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₂₄	α(V ₁ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
3	V ₃	F ₃ &F ₄	TR _{ow}	w(C ₁ , C ₂)
4	V ₄	F ₃ &F ₄	TR _{ow}	w(C ₁ , C ₂)
5	V ₅	F ₅ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₃₅	β(V ₃ , V ₆), w(C ₁ , C ₂)
6	V ₆	F ₆ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₄₆	β(V ₅ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
7	V ₁ &V ₂	F ₁ &F ₂ & F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₁₃ &TR ₂₄	α(V ₃ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
8	V ₃ &V ₄	F ₃ &F ₄	TR _{ow}	w(C ₁ , C ₂)
9	V ₅ &V ₆	F ₃ &F ₄ & F ₅ &F ₆	TR _{ow} &TR ₃₅ &TR ₄₆	β(V ₃ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
10	V ₁ &V ₄	F ₁ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₁₃	α(V ₃ , V ₂), w(C ₁ , C ₂)
11	V ₂ &V ₃	F ₂ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₂₄	α(V ₁ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
12	V ₃ &V ₆	F ₆ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₄₆	β(V ₅ , V ₄), w(C ₁ , C ₂)
13	V ₄ &V ₅	F ₅ &F ₃ &F ₄	TR _{ow} &TR ₃₅	β(V ₃ , V ₆), w(C ₁ , C ₂)

比较表 1 和表 2 可以看出, 后级逆变器的容错结构比前级整流器的容错结构具有更宽的容错空间。

2 高可靠性电磁搅拌电源的控制策略

由于电磁搅拌电源的前、后级系统是依次传递电能, 前级整流器的控制目标是实现两串联直流电容的总直流侧电压稳定, 以及三相输入电流为正弦波且具有高功率因数, 后级逆变器是实现两直流侧电压均等且使逆变器输出电流等于电流参考值。

2.1 前级整流器控制

由图 1 中的前级整流器电路可以得到整流器各相开关信号的表达式为

$$\begin{cases} S_{Ra} = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L_s}{T_s} i_a^*(k) + \left(\frac{L_s}{T_s} - r_s \right) i_a(k) + u_a(k) \right] \\ S_{Rb} = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L_s}{T_s} i_b^*(k) + \left(\frac{L_s}{T_s} - r_s \right) i_b(k) + u_b(k) \right] \\ S_{Rc} = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L_s}{T_s} i_c^*(k) + \left(\frac{L_s}{T_s} - r_s \right) i_c(k) + u_c(k) \right] \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可以看出, 要获得整流器的各相开关信号, 就要确定整流器的给定输入电流。由于后级逆变器中公共桥臂的存在, 其输出功率变化导致直流侧电容的瞬时功率是时刻变化的, 直流侧电压并不是恒定值, 而是存在一定的波动, 需要抑制^[14]。直流侧二次纹波电压的大小为

$$u_2 = \frac{\omega L I_o^2 \sin(2\omega t) - r_o I_o^2 \cos(2\omega t)}{2\omega C u_{dc}} \quad (2)$$

将整流器直流侧电压稳定在给定值 u_{dc}^* , 给定值与实际值的跟踪误差并减去二次纹波电压, 经过 PI 调节器得到直流侧电流调节信号 I_{dc}^* , 如式(3)所示。

$$I_{dc}^* = k_p (u_{dc}^* - u_{dc} - u_2) + k_i \int (u_{dc}^* - u_{dc} - u_2) dt \quad (3)$$

不计前级整流器交流侧和后级逆变器等效电阻和功率开关器件桥路损耗, 电网电动势产生的功率 P_s 与负载消耗的有功功率 P_L 相等, 即 $P_L = P_s$, 而电网电动势产生的功率 $P_s = \frac{3UI_s}{2}$, 其中 U 为电网电压的幅值, I_s 为整流器输入电流信号的幅值。即整流器输入电流信号的幅值为

$$I_s = \frac{2P_L}{3U} \quad (4)$$

将整流器给定输入电流信号和经 PI 调节器得到的电流调节信号叠加, 作为整流器交流侧给定电流的幅值, 即 $I_s^* = I_s + I_{dc}^*$ 分别乘以 a, b, c 三相电网电动势 u_a 对应的同步正弦信号, 得到三相整流器交流侧给定电流, 如式(5)所示。

$$\begin{cases} i_a^* = I_s^* \sin \omega t \\ i_b^* = I_s^* \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ i_c^* = I_s^* \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (5)$$

因此将式(5)代入式(1), 就能获得前级整流器的各相开关信号了。前级整流器的控制过程如图 4 所示。图 4 中的脉冲重置算法, 例如, 如果 a 相的功率开关管 V_{R1} 故障, 则熔断快速熔丝 F_{R1} , 切除 V_{R1} 。并且接通 TRa , 将 V_{R7} 和 V_{R8} 构成 a 相。同时在控制算法中将原本 V_{R1} 和 V_{R2} 的脉冲信号分别重置 V_{R7} 和 V_{R8} 。不需改变控制方法, 前级三相整流器重构后仍然保持正常工作状态的拓扑结构。

2.2 后级逆变器控制

图 1 中, w 相为后级两相正交逆变器的公共电流相 i_w , 分别与 α 相和 β 相构成电流回路, 流经 w 相的电流为 α 相 i_α 和 β 相 i_β 两相电流之和的相反数。根据电磁搅拌器工作原理可知, 流经电磁搅拌器 α

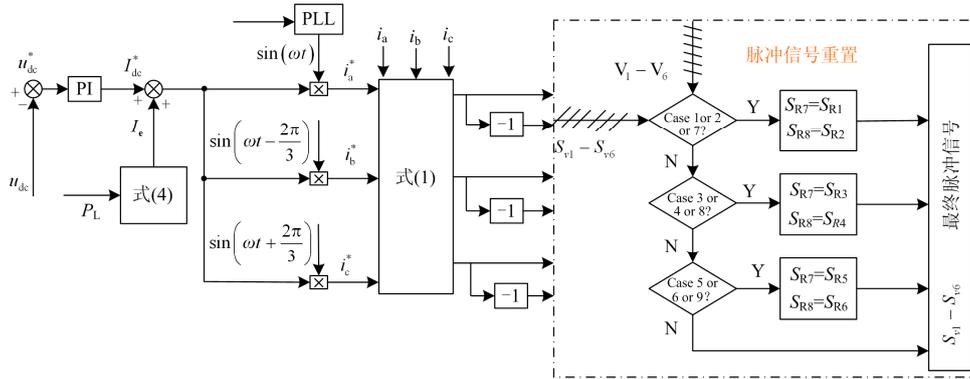


图 4 前级整流器控制方法

Fig. 4 Fore-stage rectifier control method

相和 β 相的电流为幅值和频率相等、相位相差 90° 的低频正弦电流。同样可以得到后级逆变器各相开关信号的表达式为

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L}{T_s} i_\alpha^*(k) + \left(R - \frac{L}{T_s} \right) i_\alpha(k) \right] \\ S_\beta = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L}{T_s} i_\beta^*(k) + \left(R - \frac{L}{T_s} \right) i_\beta(k) \right] \\ S_w = \frac{1}{u_{dc}} \left[\frac{L}{T_s} i_w^*(k) + \left(R - \frac{L}{T_s} \right) i_w(k) \right] \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 要获得后级逆变器的各相开关信号, 就要确定逆变器的给定输出电流信号。为实现直流侧电容均压, 本文采用直流均压外环控制方法。将检测到的两直流电容电压作差, 经一个 PI 控制器后输出为 Δi 。将 Δi 叠加到逆变器输出电流控制内环的参考指令信号中, 如式(7)所示。

$$\begin{cases} i_\alpha^* = i_{\alpha ref} + \Delta i \\ i_\beta^* = i_{\beta ref} + \Delta i \\ i_w^* = -(i_\alpha^* + i_\beta^*) \end{cases} \quad (7)$$

式中: i_α^* 、 i_β^* 、 i_w^* 分别为逆变器电流内环控制的输出电流参考指令; $i_{\alpha ref}$ 、 $i_{\beta ref}$ 为逆变器的期望输出电流, 由用户预先设定。

因此将式(7)代入式(6), 就能获得后级逆变器的各相开关信号了。后级逆变器控制过程如图 5 所示。

图 5 中的脉冲重置算法, 例如, 如果 α 相的功率开关管 V_1 故障, 则熔断快速熔丝 F_1 , 切除 V_1 。并且熔断快速熔丝 F_3 和 F_4 。接通 TRow 和 TR₁₃, 将 V_3 和 V_2 重构成 α 相, 直流侧的两个电容构成 w 相。同时在控制算法中将原本 V_1 的脉冲信号重置给 V_3 。不需改变控制方法, 后级逆变器重构后仍然保持正常工作状态的拓扑结构。

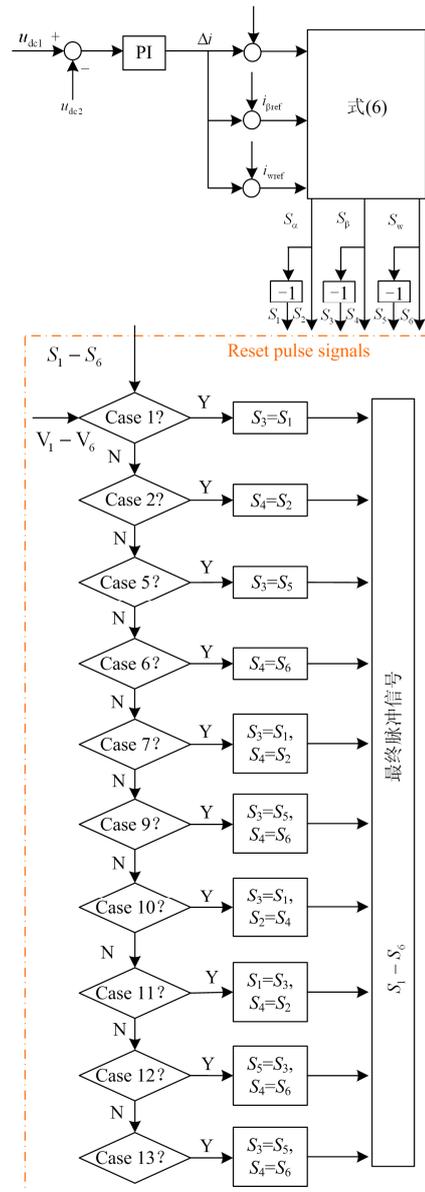


图 5 后级逆变器控制方法

Fig. 5 Back-stage inverter control method

3 仿真及实验

3.1 仿真及分析

为了验证本文所提的高可靠性电磁搅拌电源的容错主电路拓扑结构和控制策略的正确性和有效性, 在 PSim 上对所提拓扑结构建模, 进行仿真实验。系统正常运行时, 仿真电路模型如图 2 所示。当高可靠性电磁搅拌电源前级整流器和后级逆变器中分别有功率开关器件发生故障, 则仿真电路模型如图 3 所示。电网电压为 380 V, 50 Hz。电网侧滤波电感为 1 mH。直流侧电容值为 10 000 μ F。直流侧电压为 800 V。逆变器输出侧滤波器为 0.5 mH。电磁搅拌器等效电感值为 50 mH, 等效电阻 0.5 Ω 。

在电磁搅拌器工作过程中, 通常运行于正转、停转、反转三种工作状态中。本文设置系统在 0~1 s 运行于正转, 1~2 s 停止, 2~3 s 运行于反转。

系统正常运行时, 仿真结果如图 6(a)所示。系统前级整流器输入电流波形保持正弦, 直流侧电压稳定在 800 V。后级逆变器输出 α 相和 β 相的电流为幅值和频率相等、相位相差 90°的低频正弦电流。由于电磁搅拌器 w 相负载等效为空载, 因此输出 w 相幅值大于其余两相输出电流。

系统无容错结构, 当前级整流器发生故障时运行的仿真结果如图 6(b)所示。系统前级整流器输入电流、直流侧电压、后级逆变器输出电流全都得不到正确的波形。系统无法正常工作。

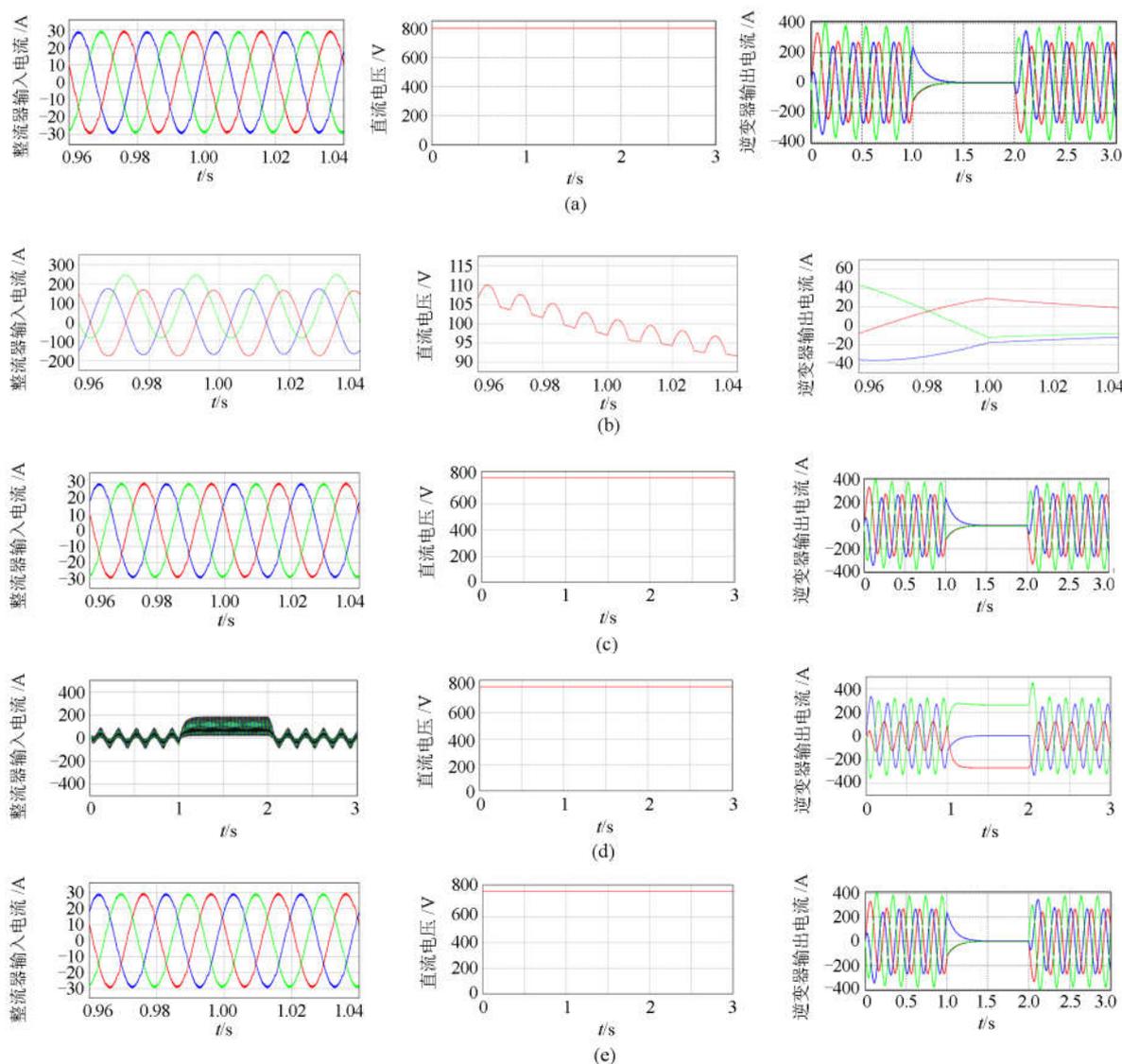


图 6 系统仿真结果

Fig. 6 Simulation results of system

系统具有容错结构, 当前级整流器发生故障时运行的仿真结果如图 6(c)所示。系统前级整流器输入电流、直流侧电压、后级逆变器输出电流的波形与系统正常工作时的波形保持一致, 即具有容错结构的系统在发生故障时能使系统保持正常运行。

系统无容错结构, 当后级整流器发生故障时运行的仿真结果如图 6(d)所示。系统前级整流器输入电流、直流侧电压、后级逆变器输出电流同样得不到正确的波形。系统同样无法正常工作。

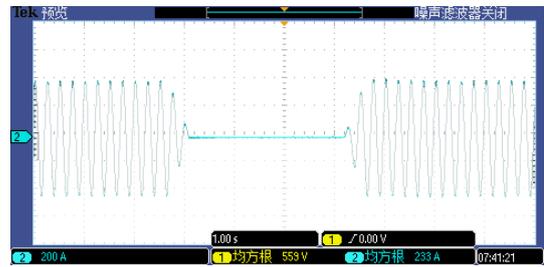
系统具有容错结构, 当后级逆变器发生故障时运行的仿真结果如图 6(e)所示。系统前级整流器输入电流、直流侧电压、后级逆变器输出电流的波形同样与系统正常工作时的波形保持一致。

从所有仿真结果可以看出, 本文所提高可靠性电磁搅拌电源容错拓扑能在前级整流器或后级逆变器发生故障时保持系统正常运行。验证了本文所提容错拓扑结构的正确性及其容错控制策略的正确性。

3.2 实验与分析

将高可靠性电磁搅拌电源容错拓扑及控制算法应用到电磁搅拌器上进行实验。电网电压为 380 V, 50 Hz。电网侧滤波电感为 1 mH。直流侧电容值为 10 000 μ F。直流侧电压为 600 V。逆变器输出侧滤波器为 0.5mH。电磁搅拌器等效电感值为 50 mH, 等效电阻为 0.5 Ω 。

当高可靠性电磁搅拌电源运行在正常状态时, 后级逆变器 α 相输出电流及直流侧电压的波形如图 7 所示。



(c) α 相正向-停止-逆向搅拌电流

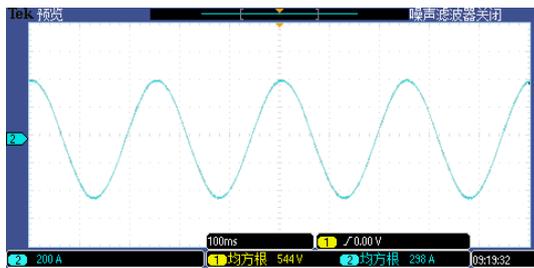
图 7 系统正常运行实验结果

Fig. 7 Experimental results at normal operation

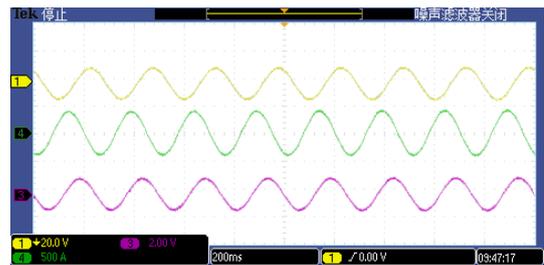
从图 7 的实验结果可以看出, α 相输出电流能保持平滑的正弦波, 正确地跟随了给定电流。直流侧电压保持稳定。 β 相和 w 相有与 α 相类似的输出电流, 同样跟随了给定电流。正向搅拌-停止或停止-反向搅拌的切换时间都在 0.5 s 内, 切换速度快。

图 8 是容错电磁搅拌电源工作在故障状态下的实验结果。

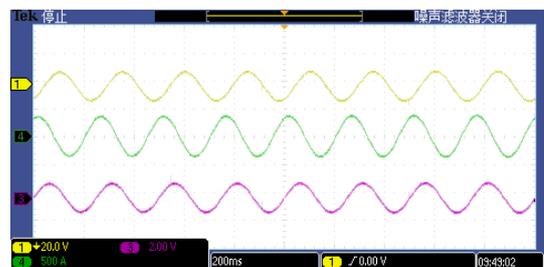
图 8(a)和图 8(b)中 1 号、3 号、4 号曲线分别是 α 相、 w 相、 β 相输出电流。从图 8 的实验结果可以看出, 不论电磁搅拌器正向搅拌还是反向搅拌, 逆变



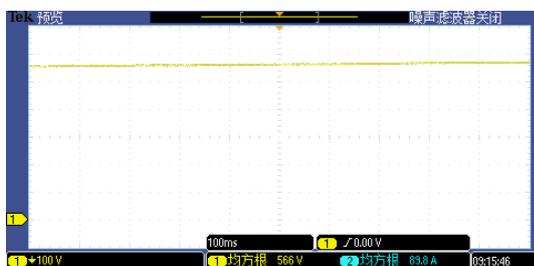
(a) α 相正向搅拌电流



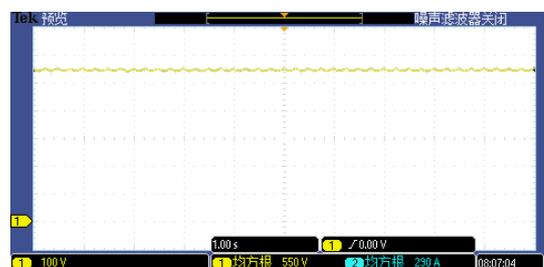
(a) 正向搅拌电流



(b) 逆向搅拌电流



(b) 直流侧电压



(c) 直流侧电压

(d) α 相正向-停止-逆向搅拌电流

图 8 系统容错运行实验结果

Fig. 8 Experimental results at fault tolerance operation

器的输出电流都能和正常运行状态一样, 保持平滑的正弦波, 正确地跟随给定电流。直流侧电压保持稳定。解决了容错电磁搅拌电源的平稳控制问题。正向搅拌-停止或停止-反向搅拌的切换都能保持快速切换。实验结果验证了高可靠性电磁搅拌电源容错结构的可行性及控制策略的有效性。

4 结论

本文提出了一种应用于电磁搅拌器的高可靠性电磁搅拌电源容错拓扑结构及其容错控制策略。容错电磁搅拌电源包括前级三相整流器和后级两相正交逆变器。当前级整流器和后级逆变器中分别有功率开关器件发生故障, 在切除故障功率开关器件后, 将电路重构以保持系统持续运行。提出了脉冲重置方法, 结合前后级各自的控制方法, 形成容错控制策略, 使得容错电磁搅拌电源在故障前后不需转换控制算法, 从控制算法上提高电磁搅拌电源的可靠性。实现了装置直流侧的均压和稳定控制, 保证了装置具备电流快速跟踪能力, 确保了装置的可靠快速运行。通过仿真及实验验证了所提高可靠性电磁搅拌电源容错拓扑结构及容错控制策略的正确性。

参考文献

- [1] LIU C T. Refined model development and performance assessment of a linear induction-type electromagnetic stirrer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(10): 3724-3730.
- [2] 毛斌, 张桂芳, 李爱武. 连续铸钢用电磁搅拌的理论与技术[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2012.
- [3] JANG D H, YOON D Y. Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 542-549.
- [4] JABBAR M A, KHAMBADKONE A M, YANFENG Z. Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1081-1088.
- [5] RAJAEI A H, MOHAMADIAN M, DEGHAN S M, et al. Single-phase induction motor drive system using z-source inverter[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(1): 17-25.
- [6] BARTHOLET M T, NUSSBAUMER T, KOLAR J W. Comparison of voltage-source inverter topologies for two-phase bearingless slice motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1921-1925.
- [7] 贺清, 赵继敏, 李小海. 基于 DSP 的二相电磁搅拌器电源系统的研究[J]. 电气传动, 2007, 37(6): 24-26. HE Qing, ZHAO Jimin, LI Xiaohai. Study on the two-phase electromagnetic stirring inverter system based on DSP[J]. Electric Drive, 2007, 37(6): 24-26.
- [8] OTAKE R, YAMADA T, HIRAYAMA R, et al. Effects of double-axis electromagnetic stirring in continuous casting[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4517-4520.
- [9] ROJAT G, MERTZ J L, FOGGIA A. Theoretical and experimental analysis of a two-phase inverter-fed induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1979, IA-15(6): 601-605.
- [10] 蔡宜君, 文明浩, 陈玉, 等. LCC-MMC 混合直流输电系统整流侧故障穿越控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 1-8. CAI Yijun, WEN Minghao, CHEN Yu, et al. Control strategy of LCC-MMC hybrid HVDC system under rectifier side fault[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 1-8.
- [11] COLLINS E R J, PUTTGEN H B, SAYLE I W E. Single-phase induction motor adjustable speed drive: direct phase angle control of the auxiliary winding supply[C] // Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, October 2-7, 1988, Pittsburgh, PA, USA: 246-252.
- [12] YOUNG C M, LIU C C, LIU C H. New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1996, 143(6): 458-466.
- [13] LUO A, XIAO H, OUYANG H, et al. Development and application of the two-phase orthogonal power supply for electromagnetic stirring[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(7): 3438-3446.
- [14] 马伏军, 罗安, 欧阳红林, 等. 电磁搅拌用两相正交逆变电源的控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2336-2345. MA Fujun, LUO An, OUYANG Honglin, et al. Control method of two-phase orthogonal inverter power supply for electromagnetic stirring[J]. Proceedings of the CSEE,

- 2014, 34(15): 2336-2345.
- [15] WANG Longchang, GAO Houlei, ZOU Guibin. Modeling methodology and fault simulation of distribution networks integrated with inverter-based DG[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(4): 370-378. DOI: 10.1186/s41601-017-0058-9.
- [16] NOURELDEEN O, HAMDAN I. A novel controllable crowbar based on fault type protection technique for DFIG wind energy conversion system using adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 328-339. DOI: 10.1186/s41601-018-0106-0.
- [17] 黄科元, 刘静佳, 黄守道, 等. 永磁直驱系统变流器开路故障诊断方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 129-136.
HUANG Keyuan, LIU Jingjia, HUANG Shoudao, et al. Converters open-circuit fault diagnosis methods research for direct-driven permanent magnet wind power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 129-136.
- [18] 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.
- [19] 王书征, 李先允, 许峰. 不对称电网故障下级联型光伏并网逆变器的低电压穿越控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 84-91.
WANG Shuzheng, LI Xianyun, XU Feng. Low voltage ride-through controlling of cascaded inverter for grid-connected photovoltaic systems under asymmetric grid fault[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 84-91.
- [20] 杨超颖, 王金浩, 杨赞磊, 等. 不对称故障条件下并网光伏逆变器峰值电流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(16): 103-111.
YANG Chaoying, WANG Jinhao, YANG Yunlei, et al. Control strategy to suppress peak current for grid-connected photovoltaic inverter under unbalanced voltage
- sags[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(16): 103-111.
- [21] NAIR D V, MURTY M S R. Reconfigurable control as actuator fault-tolerant control design for power oscillation damping[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(1): 70-81. DOI: 10.1186/s41601-020-0151-3.
- [22] 徐帅, 张建忠. 多电平电压源型逆变器的容错技术综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 39-50.
XU Shuai, ZHANG Jianzhong. Overview of fault-tolerant techniques for multilevel voltage source inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 39-50.
- [23] XIA Yang, GOU Bin, XU Yan. A new ensemble-based classifier for IGBT open-circuit fault diagnosis in three-phase PWM converter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 364-372. DOI: 10.1186/s41601-018-0109-x.
- [24] 张涛, 张东方, 王凌云, 等. 基于改进小生境粒子群算法的主动配电网优化重构[J]. 信阳师范学院学报: 自然科学版, 2018, 31(3): 473-478.
ZHANG Tao, ZHANG Dongfang, WANG Lingyun, et al. Optimal reconfiguration of the active distribution network based on improved niche multi-objective particle swarm optimization algorithm[J]. Journal of Xinyang Normal University: Natural Science Edition, 2018, 31(3): 473-478.

收稿日期: 2019-07-26; 修回日期: 2019-10-20

作者简介:

向新星(1983—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术, 容错控制技术; E-mail: 93767000@qq.com

罗安(1957—), 男, 博士, 教授, 中国工程院院士, 研究方向为电能质量、电力电子技术、冶金控制技术等;

黎燕(1976—), 女, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术、容错控制技术。E-mail: liyanly@csu.edu.cn

(编辑 周金梅)