

交流励磁发电机智能模糊励磁控制研究^①

彭 泓¹, 刘 磊^{1,2}, 陈立东¹

¹(辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105)

²(辽宁省电力有限公司 阜新供电公司, 阜新 123000)

摘 要: 在深入分析和研究交流励磁发电机的基础上, 结合模糊控制不依赖对象模型、控制迅速等优点, 针对交流励磁发电机提出了一种带有智能模糊控制器的新颖解耦励磁控制方法. 通过模糊控制理论建立了相应的励磁控制模型, 并以双 PWM 变换器为基础设计了智能模糊励磁控制器; 通过仿真分析验证了智能模糊励磁控制器提高了系统的运行性能, 以及智能模糊控制方法的正确性和有效性.

关键词: 交流励磁发电机; 数学模型; 智能; 模糊控制; PWM; 仿真

Intelligent Fuzzy Excitation Control System for AC Excited Generators

PENG Hong¹, LIU Lei^{1,2}, CHEN Li-Dong¹

¹(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

²(Fuxin Power Supply Company, Fuxin 123000, China)

Abstract: In the thorough analysis and research on the basis of the generator Ac Excitation, fully integrated the advantages of fuzzy control does not depend on the object model, rapid and so on. Put forward a kind of fuzzy controller with intelligent novel decoupled excitation control strategy for AC Excited Generator. Application of fuzzy control theory to establish the corresponding excitation control model and the design of the intelligent fuzzy excitation controller on the base of double PWM Converter. Through the simulation analysis, verified the intelligent fuzzy excitation controller can improve the system performance. Intelligent fuzzy control method is correct and effective.

Key words: AC excited generators; mathematical model; intelligence; fuzzy control; PWM ; simulation

1 引言

目前针对交流励磁发电机(ACEG)也称双馈感应发电机(DFIG)有功和无功功率的解耦励磁控制研究大都是基于系统精确数学模型基础的控制方法, 其控制效果依赖于发电机参数的准确性, 将其应用于高阶强耦合、参数时变、严重非线性的交流励磁发电机控制中往往很难实现高性能精确励磁控制. 另外, 控制器通常采用传统 PID 控制技术, 其控制系数的选择对系统的性能有很大影响. 当发电机运行过程中电机某些参数发生变化时, PID 控制器不能及时调整自身的控制系数, 参数自适应性较差, 可能导致系统性能下降^[1]. 为进一步提高控制系统的参数自适应能力,

保证发电机系统优良的静态和动态响应能力, 研究一种不依赖于交流励磁发电机精确数学模型的智能模糊励磁控制器是很有必要的.

2 智能模糊解耦合励磁控制

电网侧变换器的模型需要用到开关函数如式(1)所示, 其中 $S_i(i=a,b,c)$ 表示某相的开关函数.

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{ip} \text{通} \\ 0 & S_{im} \text{通} \end{cases} \quad (1)$$

将 S_i 引入电网侧变换器的简化电路图, 即为图 1 所示. 其函数关系如式(2)所示.

① 收稿时间:2012-05-23;收到修改稿时间:2012-06-23

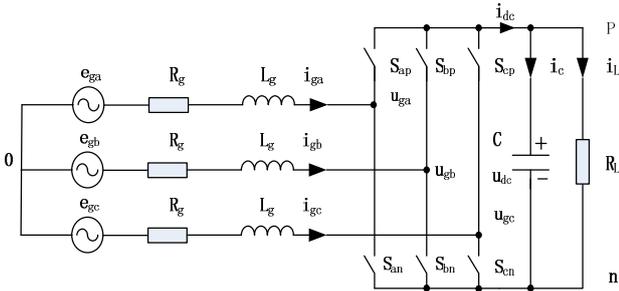


图 1 电网侧变换器简化电路图

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = e_{ga} - R_g i_{ga} - u_{(ga,0)} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = e_{gb} - R_g i_{gb} - u_{(gb,0)} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = e_{gc} - R_g i_{gc} - u_{(gc,0)} \end{cases} \quad (2)$$

其中, R_g 与 L_g 为电抗器的电阻与电感, i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 为线电流, e_{ga} 、 e_{gb} 、 e_{gc} 为相电压, $u_{(ga,0)}$ 、 $u_{(gb,0)}$ 、 $u_{(gc,0)}$ 为网侧变换器的三相交流侧在电网电源中点处的电压值, 有下面的等量关系:

$$\begin{cases} u_{(ga,0)} = u_{(ga,n)} + u_{(n,0)} \\ u_{(gb,0)} = u_{(gb,n)} + u_{(n,0)} \\ u_{(gc,0)} = u_{(gc,n)} + u_{(n,0)} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $u_{(n,0)}$ 为直流侧负极性端和三相电源中性点之间的电压, $u_{(ga,n)}$ 、 $u_{(gb,n)}$ 、 $u_{(gc,n)}$ 分别为网侧变换器的三相交流电压。

$$\begin{cases} u_{(ga,n)} = S_a u_{dc} \\ u_{(gb,n)} = S_b u_{dc} \\ u_{(gc,n)} = S_c u_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

式中, u_{dc} 是直流侧电压, 由于其三相对称, 则有:

$$u_{(ga,0)} + u_{(gb,0)} + u_{(gc,0)} = 0 \quad (5)$$

把(4)同(5)代入式(3)中, 可得:

$$u_{(n,0)} = -\frac{S_a + S_b + S_c}{3} u_{dc} \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{dc} = i_c + i_L \\ i_{dc} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} \\ i_c = C \frac{du_{dc}}{dt} \\ i_L = \frac{u_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (7)$$

得到负载电流的计算公式为:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} - \frac{u_{dc}}{R_L} \quad (8)$$

将上式一起得出三相静止坐标系中网侧变换器的高频率的数学图形。

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = e_{ga} - R_g i_{ga} - (S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) u_{dc} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = e_{gb} - R_g i_{gb} - (S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) u_{dc} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = e_{gc} - R_g i_{gc} - (S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} - i_L \end{cases} \quad (9)$$

通过上面的式子得出三相开关函数对网侧变换器的每相输入的电流都是一起作用, 所以它的耦合性很强, 属于高阶的非线性的体系。倘若在 d-q 里面, 旋转速度跟同步速度是一样的, 除此之外 d 轴滞后于 q 轴, 形成和网侧变换器有关的模型式(10)所示:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = e - Ri - u + \omega Li \\ L \frac{di}{dt} = e - Ri - u - \omega Li \\ C \frac{du}{dt} = Si + Si - i \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)而言, e_{gd} 、 e_{gq} 、 i_{gd} 、 i_{gq} 、 S_d 、 S_q 、分别为相应的直轴分量、交轴分量以及电网的电角频率。

如果将电网电压综合矢量定向在 d 轴上, 则电网电压在 q 轴上投影为 0, 可进一步简化。将检测到的电网三相电压经过 3s/2r 坐标变换可计算出电网电压矢量位置 θ_e , 即得到 d 轴的位置, 此位置角即为坐标变换所需的同步角^[2]。d-q 的网侧变换器中吸收的无功功率及有功功率在表示如下:

$$\begin{cases} P_g = e_{gd} i_{gd} + e_{gq} i_{gq} = e_{gd} i_{gd} \\ Q_g = e_{gd} i_{gq} + e_{gq} i_{gd} = e_{gd} i_{gq} \end{cases} \quad (11)$$

式中, P_g 大于 0 表示变换器工作于整流状态, 从电网吸收有功功率; P_g 小于 0 表示变换器工作于逆变状态, 这时有功功率从变换器返回电网。 Q_g 大于 0 表示变换器从电网吸收滞后无功电流; Q_g 小于 0 表示变换器从电网吸收超前无功电流。d 轴为有功参考轴, q 轴为无功参考轴, 调节输入电流在 d、q 轴的分量, 就可以独立控制变换器输入的有功功率和无功功率。网侧变换器输入的有功功率应能平衡转子侧变换器输出的励磁功

率, 以保持直流链电压稳定. 由于变换器的 d 轴电流和它吸收的有功功率成正比, 因此可对直流侧电容电压进行控制, 直流电压调节器的输出可作为电网电流的 d 轴分量给定 i_{gd}^* , 它反映了变换器输入有功电流的大小^[3-4]. 公式(10)是在 d-q 坐标系条件下的网侧变换器模型, 具体如下所示:

$$\begin{cases} u_{gd} = e_{gd} - R_g i_{gd} - L_g \frac{di_{gd}}{dt} + \omega L_g i_{gq} \\ u_{gq} = -R_g i_{gq} - L_g \frac{di_{gq}}{dt} - \omega L_g i_{gd} \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知, d、q 轴的电流不但受到 u_{gd} 和 u_{gq} 的影响, 还受电网电压 e_{gd} 和耦合电压 $\omega L_g i_{gq}$ 、 $-\omega L_g i_{gd}$ 的控制. 对于 d、q 轴电流的控制有电网电压扰动及存在的耦合电压. 所以除了对 d、q 闭环轴电流 PI 调节控制外, d、q 为了能够使动态的系统保持其独立性并使其能得到提升中而就需要在轴调节的电压中对电网还有和具有交叉耦合性能的电补偿项加大其调控的

能力.

$$\begin{cases} u_{gd} = -[K_p(\tau_i s + 1) / \tau_i s](i_{gq}^* - i_{gq}) + e_{gd} + \omega L_g i_{gq}^* \\ u_{gq} = -[K_p(\tau_i s + 1) / \tau_i s](i_{gd}^* - i_{gd}) - \omega L_g i_{gd}^* \end{cases} \quad (13)$$

d、q 轴调控电压的分量的终值如式(13)所示, 其中, K_p 为 PI 调节器比例系数, τ_i 为积分时间常数^[5].

基于以上结论, 提出了一种智能模糊解耦合励磁控制系统模型, 其结构如图 2 所示. 直流环节给定电压 u_{dc}^* 和反馈电压 u_{dc} 相比较后的误差经 PI 调节器调节输出 i_{gd}^* , 按系统无功要求可设定 i_{gq}^* . 将采样得到的电网三相电流经坐标变换后得到 d、q 轴实际电流 i_{gd} 和 i_{gq} . i_{gd}^* 、 i_{gq}^* 各自和 i_{gd} 、 i_{gq} 做出比较, 然后到达 PI 调节器里, 针对于其产生的均和交叉电压解耦补偿项、电网电压扰动前馈补偿项 e_{gd} 计算, 获得变换器的 d、q 轴的调控电压 u_{gd} 与 u_{gq} . u_{gd} 与 u_{gq} 通过变换器坐标可以获得在静止坐标系中的三相控制电压 u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} , 通过 PWM 发生器出现与之对应的驱动信号, 从而获得网侧变换器的调控.

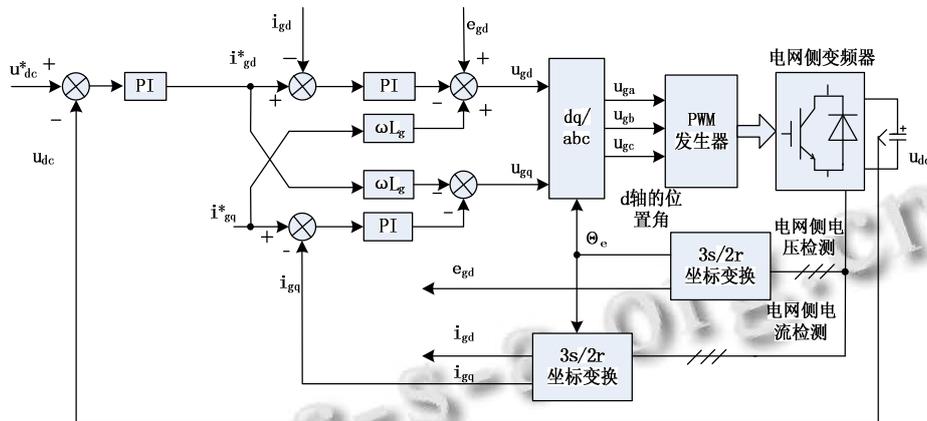


图 2 交流励磁发电机智能模糊解耦合励磁控制系统模型

借用对外环电压及内环电流来控制网侧变换器直流链电压的准确性. 变换器形成到发电机转子方的瞬时功率与电网输入变换器的瞬时功率是相等的:

$$P_g = e_{gd} i_{gd} = u_{ra} i_{ra} + u_{rb} i_{rb} + u_{rc} i_{rc} = P_r \quad (14)$$

在式(14)中, P_g 为网侧变换器输入的瞬时功率值; u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 为表转子侧变换器三相输出电压瞬时的数值, 转子侧变换器三相电流瞬时的数值由 i_{ra} 、 i_{rb} 、 i_{rc} 表示, 转子侧变换器输出的瞬时功率值由 P_r 表示. 当整个体系处于变动的条件下进行调整的, 那么直流电

容的瞬时的功率表示如下:

$$P_c = u_{dc} i_c = C u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \quad (15)$$

网侧变换器瞬时功率与转子侧变换器瞬时功率相减所得到的数值就是直流电容瞬时功率.

$$C u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = P_g - P_r = e_{gd} i_{gd} - u_{ra} i_{ra} - u_{rb} i_{rb} - u_{rc} i_{rc} \quad (16)$$

电网电压正常时 e_{gd} 为常数, 则(16)式可变为:

$$\frac{C}{e_{gd}} u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = i_{gd} - \frac{u_{ra} i_{ra} + u_{rb} i_{rb} + u_{rc} i_{rc}}{e_{gd}} = i_{gd} - \frac{P_r}{e_{gd}} \quad (17)$$

从(17)得出, 变换器 d 轴电流与转子侧变换器所产生瞬时功率会直接作用于电容电压. 从(16)看出, 若网侧变换器的输入的瞬时功率值 P_g 没有立即使转子侧变换器的瞬时功率值 P_r 发生改变, 要想让直流链电压有所变化, 就需要使直流的电容电流的变化. 若转子侧变换器输出瞬时励磁功率发生改变, 要想使直流的电容电压不改变, 需要快速及时地将网侧变化器的 d 轴电流做出改变从而获得转子侧变换器的输出平衡. 对网侧变换器 d 轴电流的控制包括 d 轴电流给定值的控制以及 d 轴电流跟踪给定电流的快速控制. 由于网侧变换器采用电压闭环反馈控制技术, 则直流电压调节环只有在直流电压出现变化时才能改变 d 轴电流给定值. 另外, 电网侧变换器通常作单位功率因数运行, 控制 q 轴电流 i_{gq} 为 0, 忽略电阻 R_g , 那么公式(10)的简单表示方法为:

$$\frac{di_{gd}}{dt} = \frac{1}{L_g}(e_{gd} - u_{gd}) \quad (18)$$

由公式(18)可知: d 轴的电流是随着 d 轴控制电压的变化而变化的, 能对 i_{gd} 跟踪指令电流造成影响. 由(16)式可知, 直流电压的变化率正比于网侧变换器提供的功率 P_g 和转子侧变换器所需的功率 P_r 之差, 由于直流电容是一个大惯性环节, 电压环的调节速度较慢使得 d 轴电流给定值变化较慢, 这就造成上面的方法无法及时输入所需的瞬时功率, P_g 和 P_r 相差较大, 此时只得由直流电容释放或吸收功率来为转子侧变换器提供能

量, 直流链电压波动较大. 采用上面提出的方案时, 电机运行状态改变将使得直流链电压出现一定波动后再恢复稳定, 这将影响发电机正常励磁控制的效果. 若直流链电压在运行过程中波动较大或出现失控时, 发电机将无法实现有功和无功功率的准确调节.

发电机在有突发状况出现的时候, 就要对网侧变换器进行转变, 若要使得直流链电压保持稳定的状态而需要录入能够满足于转子侧变器的瞬时功率的需要. 在公式(17)中可以看出, 对于转子的侧变换器所输出的瞬时功率项 P_r/e_{gd} 对其有着最为直接的表现. 对于 d 轴电流给定值的构发方式中如果可以将及时改变网侧变换器的方式和直流电压 PI 调节器的输出相结合, 那么对于交流励磁发电机的运动情形突然转变即便会迅速对于 d 轴电流的给定值做出改变但不会对于直流电容电压做出影响. 对于这种补偿信号的得到则可以通过(14)的方式能够得到采用计算得到的转子侧变换器的瞬时功率 P_r , 同时使用电网电压 d 轴信号 e_{gd} 就能得到结果.

在上面提出的智能模糊解耦合励磁控制系统模型的基础上, 图 3 提出了一种改进的智能模糊解耦合励磁控制系统模型. 改进方案充分利用了网侧变换器和转子侧变换器的相关信息, 协调控制双 PWM 变换器实现直流链电压的稳定控制. 和图 2 相比, 改进控制策略仅仅在 d 轴电流的给定上加入了转子侧变换器功率反馈的量 P_r/e_{gd} , 实现较为简单.

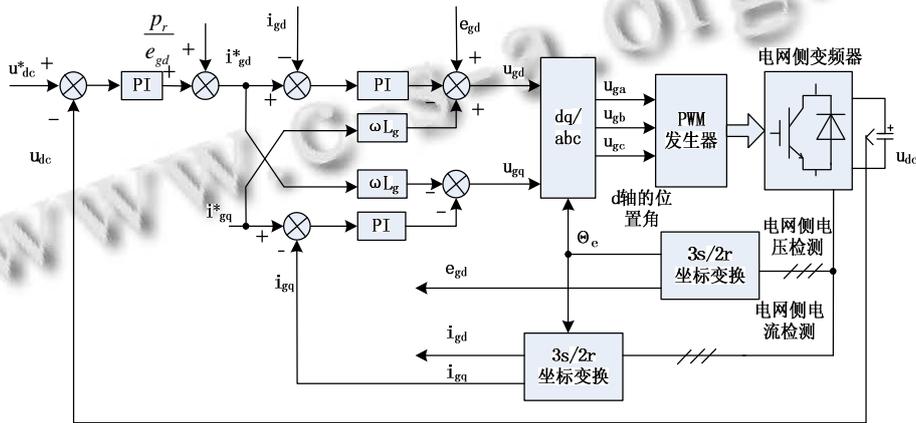


图 3 改进的智能模糊解耦合励磁控制系统模型

3 智能模糊励磁控制器

励磁控制器采用以智能功率模块(IPM)为核心的双 PWM 变换器, 结合 TMS320F2812 芯片设计主控制

电路, 同时加上系统驱动电路, 通信电路, 显示电路以及保护电路等系统辅助电路来实现对交流励磁发电机的协调控制策略和智能模糊解耦合励磁控制策略.

IPM 为高性能的智能功率模块, 能够提供完善的保护机制和驱动机制, 通过采用 IPM 功能模块, 能够简化双 PWM 变换器的保护电路和驱动电路, 双 PWM 变换器的内部电路采用典型的两电平交-直-交电压型变频器电路拓扑结构^[6].

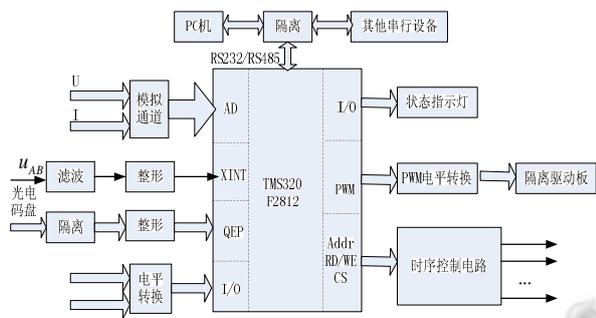


图 4 主控制器硬件实现框图

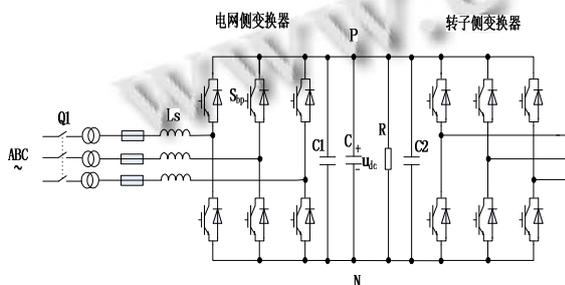


图 5 双 PWM 变换器主电路图

以 TMS320F2812 芯片为基础设计的主控制电路主要用来实现两方面的功能控制, 一则控制电网侧变换器, 其实现方式是采用电压、电流传感器采集电网侧的输入电压和输入电流, 通过芯片转换成 PWM 所需要的驱动信号, 实现对 PWM 的控制, 同时, 电压、电流传感器获也能使输入信号更稳定, 更符合系统所需; 二则控制转子侧变换器, 其实现方式同样是利用电压、电流传感器来采集交流励磁发电机定子和转子所携带的电压信号、电流信号, 然后通过芯片把数据传输给光电编码器, 经过光电编码器的编译解析, 系统就可以知道转子的相关信息, 然后利用这些信息参数采用励磁控制算法, 得到系统所需的 PWM 驱动信号, 实现交流励磁发电机的有功和无功状态的解耦控制. 所选用的 IPM 是三菱公司的 PM100CSA060, 该 IPM 内部的 IGBT 的主要参数为 $V_{CES}=600$, $I_c=100A$, $t_{dead} \geq 2.5\mu s$. 本系统所选择的供电电压是 80V, 为了给系统提供稳定的供电电压, 其系统主电路还设置了直流稳压电容, 其主要参数为 $C=6800\mu F/400V$. 途中

C1、C2 是两只无感突波吸收电容. 其安装在 P/N 端子两侧, 主要实现对 IPM 功率模块内部 IGBT 模块的缓冲保护, 其主要参数 C 取值一般来于经验, 选择为 $C=1\mu F/100A$.

3 智能模糊励磁控制器的交流励磁发电机系统性能仿真研究

利用 MATLAB/SIMULINK 软件建立了一台 2MW 交流励磁风力发电机系统仿真模型, 分别对交流励磁发电机智能模糊解耦励磁控制系统模型和改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型进行了仿真对比研究.

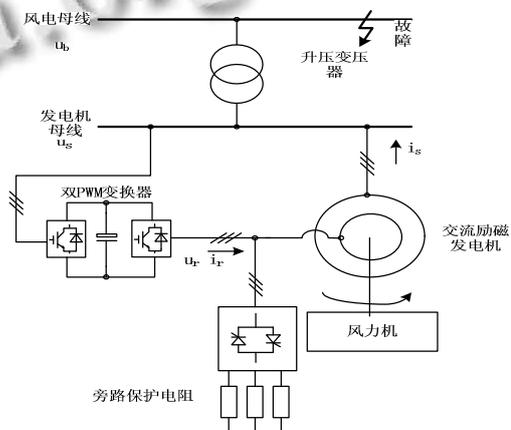


图 6 交流励磁发电机系统配置图

图 6 为用于仿真的双 PWM 变换器励磁的交流励磁发电机系统配置图. 正常运行时, 交流励磁风力发电机经过升压变压器与风电场母线相连, 电网侧变换器与发电机定子母线相连, 由转子侧变换器为发电机转子提供励磁电压, 采用文献[7]提出的控制算法实现发电机定子有功和无功功率的解耦控制. 当风电场母线发生短路故障时, 采用传统的“Crowbar”保护电路实现发电机不脱网运行. 当定子电压骤降时, 立即切除发电机励磁电源, 控制双向可控硅开关投入转子旁路保护电阻释放能量以减小转子过电流, 保护转子励磁回路的大功率器件和直流侧电容.

系统的仿真步骤简述如下: 假设故障前发电机以转速 1800r/min 按功率因数 1 满载稳定运行, 分别采用未改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型和改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型稳定控制直流链电压为 1200V. 设定风电场母线三相短路故障在 $t=5.2s$ 时发生, 短路发生后发电机定子电压骤降至大约

0.5pu. 短路故障发生时立即将转子侧变换器从转子回路切除, 同时接入转子旁路保护电阻以限制转子电流, 封锁网侧变换器和转子侧变换器的驱动脉冲, 网侧变换器工作于不控整流状态. 短路故障持续时间为 0.12s, 于 $t=5.32s$ 时切除, 故障切除后重新使能网侧变换器的驱动脉冲, 两种数学模型重新控制网侧变换器以稳定直流链电压. 当 $t=5.7s$ 时, 切除转子旁路保护电阻, 并将转子侧变换器接入转子回路, 重新控制发电机使其恢复正常运行. 图 7 和图 8 分别给出了短路故障情况下采用两种不同控制策略的仿真结果波形.

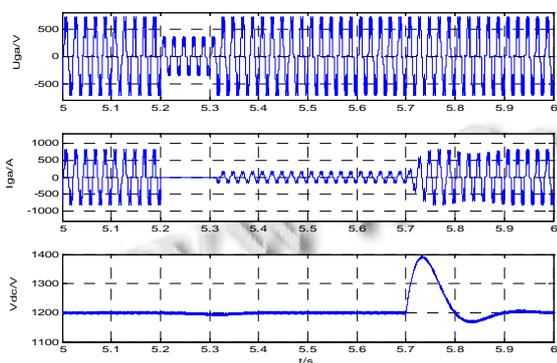


图 7 未改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型仿真结果

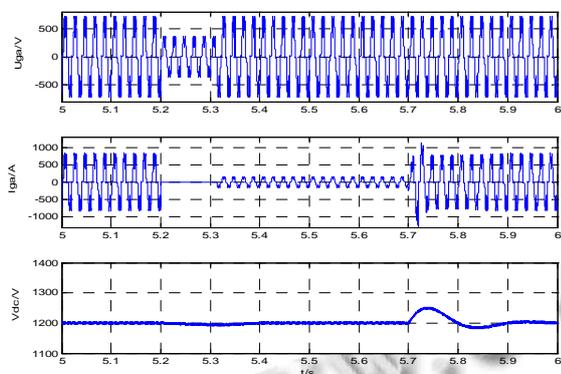


图 8 改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型仿真结果

U_{ga} 和 I_{ga} 分别表示网侧变换器电网输入 a 相电压和电流, V_{dc} 表示变换器直流链电压. 由图 7 和图 8 可知, 在短路故障发生前发电机均以功率因数 1 满载稳定运行, 采用未改进的智能模糊解耦励磁控制方案和改进的智能模糊解耦励磁控制方案均可将直流链电压稳定控制为 1200V. 当短路发生时, 网侧变换器的 PWM 驱动脉冲被封锁, 直流链电压均略微下降, 在转子旁路保护电阻的作用下转子电流得到限制. 在故障

切除时, 由于转子侧变换器无功率输出, 因此采用两种控制方法的网侧变换器均只需输入较小电流即可重新稳定直流链电压. 这时, 转子侧变换器的驱动脉冲仍被封锁, 转子旁路保护电阻将限制故障切除时转子的电流. 在 $t=5.7s$ 时, 转子侧变换器重新接入转子回路, 发电机重新恢复正常励磁控制. 由图 7 可知, 采用未改进的智能模糊解耦励磁控制系统模型时, 网侧变换器输入电流响应较为缓慢, 峰值电流仅为 800A 左右, 无法及时回馈多余的能量以减小直流链电压波动, 直流电容被迅速充电, 使得直流链电压迅速上升至 1390V, 这将直接危及直流电容的安全运行. 而由图 8 可知, 采用改进的智能模糊解耦励磁控制系统数学模型的网侧变换器输入电流迅速增大至 1250A, 直流链电压仅上升至 1270V, 这是由于网侧变换器有功电流给定分量中加入了反映转子侧变换器瞬时励磁功率的变化信息, 网侧变换器可及时回馈多余的励磁能量, 因此直流链电压的波动较小, 这将有助于提高旁路保护电阻切除后发电机系统运行的稳定性.

4 结论

在交流励磁发电机研究的基础上, 对励磁控制方法进行了创新性研究, 将智能模糊控制器应用于励磁控制之中, 提出全新的励磁控制方法. 研究表明: 采用智能模糊励磁控制器的交流励磁发电机系统具有不依赖于发电机精确数学模型的突出优点, 可实现有功、无功和转速的稳态解耦控制以及变速恒频发电运行, 具有响应速度快、解耦能力强、以及参数自适应能力强等优点. 还能大大增强交流励磁发电系统的动态运行性能, 该方法可有效维持发电机运行状态突变时直流链电压的稳定, 有助于进一步减小直流电容容量及提高系统运行的稳定性.

参考文献

- 1 苏渊. 同步发电机励磁系统智能 PID 控制仿真. 水力发电, 2011,37(9):68-70.
- 2 苑国锋, 李永东. 变频技术在变速恒频异步风力发电系统中的应用. 变频器世界, 2005,9(6):6-11.
- 3 Xu L, Cartwright P. Direct Active and Rreactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2006,21(3):750-758.

(下转第 177 页)

以 a 相为例, UPQC 补偿前后的电流波形如图 11 所示。

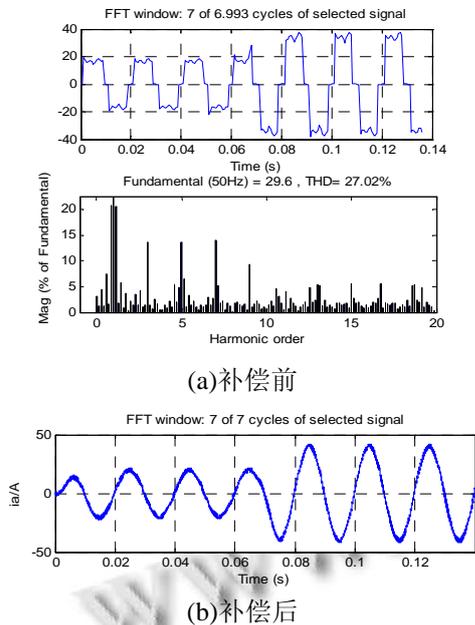


图 11 UPQC 补偿前后 a 相电流的波形和频谱

由仿真结构可看出, 补偿前电源电流含大量奇次谐波, 补偿后电流基本接近正弦波, 补偿效果较好。下面对 a 相电压进行仿真。设定电源在 0.04 秒至 0.10 秒之间时发生电压跌落, 电压峰值由 220V 降为 180V, 跌落后的电压波形和补偿后的波形如图 12 所示。

仿真结果显示, 当电源电压发生畸变时, UPQC 能够进行很好的补偿。

5 结论

本文对统一电能质量调节器的检测和控制策略进行了研究, 并对检测算法进行仿真, 最后对 UPQC 系统进行仿真, 通过补偿前和补偿后的电流电压波形对比, 验证了本文所选的检测方法和控制策略的正确性和有效性, 有一定的应用价值。

(上接第 172 页)

- 4 查晓明, 徐遐龄. 分布式发电在电力系统的应用研究现状. 变频器世界, 2007, 28(6): 40-52.
- 5 姚骏, 夏先锋, 廖勇. 交流励磁发电机励磁控制系统实验研究. 微特电机, 2010, 11(5): 65-69.
- 6 孙小虎, 杨润生, 党若雯. 基于双 PWM 励磁电源的新型交流

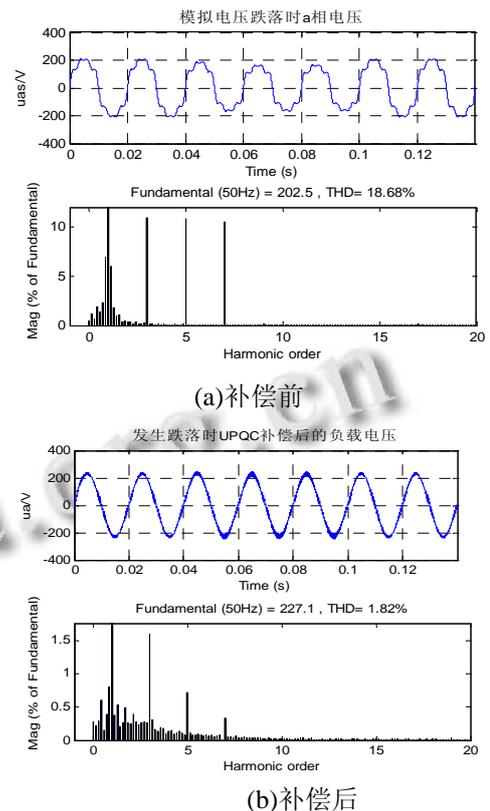


图 12 电压跌落 a 相电压补偿前后波形和频谱

参考文献

- 1 Kolhatkar YY. Experimental Investigation of a Single-Phase UPQC with Minimum VA Loading. IEEE Trans. Power Del., 2007, 22(1): 373-380.
- 2 王振浩, 吴杰, 王晓冲, 曾得俊, 孙清泉, 李国庆. 有源电力滤波器任意指定次谐波电流检测和控制策略. 电气传动, 2008, 38(11): 77-80.
- 3 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 2002. 164-311.
- 4 姜齐荣, 赵东元, 陈建业. 有源电力滤波器. 北京: 北京科学出版社, 2005. 1-173.
- 系统. 研究与开发, 2012, 31(1): 60-62.
- 7 Krzeminski Z. Sensorless Multiscalar Control of Double Fed Machine for Wind Power Generators. Proc. of Power Conversion Conference. 2002, 1(1): 334-339.