

模块化定子永磁风力发电机及其控制

王 焜, 谢宝昌, 蔡 旭

(上海交通大学 风力发电研究中心, 上海 200240)

摘 要: 针对海上风能开发和利用, 提出和设计了一种新型结构的永磁风力发电机。所提出的电机由多个空间均匀移相的模块化定子永磁发电机(MSPMG)组成, 每个 MSPMG 是独立的单相双凸极电机, 每个定子模块包含永磁、齿极和线圈, 减小了模块间的磁耦合和线圈互感。通过分析 MSPMG 的电磁特性和发电原理, 基于变分原理推导出 MSPMG 的最优功率控制策略, 利用单相 H 桥全控整流电路实现了对电枢电流的控制。有限元分析证明 MSPMG 各个模块间的磁路耦合很小, 运行状态相互独立, 因此该电机具有很强的容错运行能力。基于软件仿真证实了所设计电机及其控制策略的正确性和有效性。

关键词: 海上风力发电; 模块化定子永磁发电机; 最优功率控制; 磁路松耦合; 容错运行能力

中图分类号: TM 315 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0104-06

Modular Stator Permanent Magnet Wind Power Generator and Its Control Strategy

WANG Kun, XIE Baochang, CAI Xu

(Wind Power Research Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Aiming at offshore wind energy development and utilization, a novel permanent magnet wind power generator was proposed and designed. The proposed electric machine consisted of multiple modular stator permanent magnet generators (MSPMGs) with uniform spatial phase shifting and each MSPMG was single-phase doubly salient electric machine with modular stator containing permanent magnet and toothed winding structures, which significantly reduced the magnetic coupling and mutual inductance between modules. By analyzing the electromagnetic torque and power characteristics of MSPMG, the optimal power control strategy of MSPMG was deduced based on variational principle and the optimal armature current control was realized by using single-phase H-bridge controllable rectifier. The results of finite element analysis indicated that the coupling coefficient between different modules of the MSPMG was very small due to the isolated magnetic circuits, so the proposed machine had strong operating capability of fault tolerance. Simulation results verified the correctness and effectiveness of the designed electric machine and the corresponding control strategy.

Key words: offshore wind power generation; modular stator permanent magnet generator; optimal power control; loose coupling of magnetic circuits; fault-tolerant operating capability

0 引 言

风能是最重要的清洁和可再生能源之一, 市场前景广阔^[1-3]。海上风能资源丰富且质量高, 利用海上风能资源建立海上风电场将成为世界各

国风能利用的重点。目前, 风力发电机的类型主要包括: 全功率变流器永磁同步、笼型异步发电机以及部分功率变流器双馈异步发电机 3 种。笼型异步发电机和双馈异步发电机技术成熟, 但需要多级齿轮箱增速。直驱式永磁同步发电机功率密

作者简介: 王 焜(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁风力发电机的设计与控制。

谢宝昌(1965—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机与电器的设计与控制、风力发电与并网技术等。

蔡 旭(1964—), 男, 博士, 教授, 研究方向为风电机组电气控制、大容量电池储能接入系统、可再生能源并网技术等。

度和效率高,但其永磁体位于转子,散热困难,在温度较高时易发生失磁危险,降低了这种类型发电机运行的可靠性^[4]。双凸极永磁发电机(Doubly Salient Permanent Magnet Generator, DSPMG)是在改进开关磁阻电机基础上提出的一种新型无刷电机,其永磁励磁源和电枢绕组都位于定子,转子通常为硅钢片叠压而成的凸极结构,无绕组和永磁体,结构简单且可靠性高^[5-7]。基于 DSPMG 的直驱式风力发电系统具有结构简单、制造维护方便、可靠性高等特点,具有广泛的应用前景。文献[8-9]推导了双凸极电机的功率尺寸方程,对电机设计中重要参数如定转子直径、轴向叠片长度、永磁体尺寸、绕组匝数等给出了计算方法。文献[10-12]分别对外转子双凸极电机和多极双凸极电机应用于直驱式风力发电场合进行了研究,在宽转速和宽负载范围内均有较高的效率。文献[13-14]分析了 4/6 极单相双凸极永磁发电机原理,并对 3 种不同的发电方式进行了研究。文献[15]设计了一种新型无刷交流双凸极永磁电机,永磁体位于定子槽,通过优化永磁体尺寸提高了电机效率并减小了转矩脉动。

DSPMG 应用于兆瓦级直驱式风力发电场合,通常工作在较低转速范围,因此发电机尺寸较大,给发电机的制造和安装带来不便。本文采用模块化结构设计思想,提出并设计了 1 台 72/72 极单相双凸极模块化定子永磁发电机(Modular Stator Permanent Magnet Generator, MSPMG),每个模块都是一个独立发电单元,具有较好的容错性能,并采用 m 个转子同轴安装、定子对应齿错开 $2\pi/m$ 电角度的 m 相电机结构,可改善电机转矩输出特性。利用有限元法对 MSPMG 的电磁特性进行了分析,基于变分法推导出适用于 MSPMG 的最优功率控制,最后通过仿真验证了所提电机及其控制策略的正确性和有效性。

1 MSPMG 的结构及有限元分析

1.1 MSPMG 的结构

模块化定子永磁发电机的特点是定子铁心由若干相同且独立的模块组成,通过结构、电路和磁路的独立设计,进一步增强 MSPMG 在电路、磁路和散热等方面的隔离能力。本文设计了 1 台 1.5 MW 72/72 极 MSPMG,其中两个模块结构示意图如图 1 所示。

定子铁心由 36 个相同的 U 型模块构成,各模块空间相隔 5°机械角;永磁体嵌在 U 型定子轭中,相邻模块永磁体沿周向是反向充磁的;电枢绕组安放在各 U 型模块齿部,同一模块的 2 个线圈通过串联构成一个发电单元,每个发电单元的磁路和电路都相互独立,采用多个发电单元串并联可以满足不同场合对电压等级或电流容量要求;转子铁心采用整体结构,与普通的开关磁阻电机相似,由硅钢片轴向叠压而成,既无绕组也无永磁体,结构简单可靠。

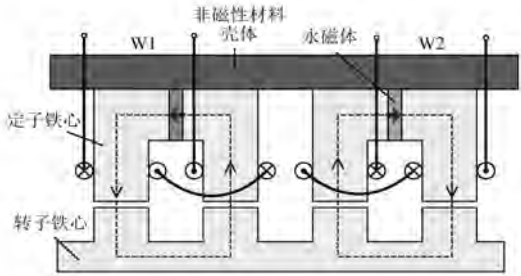


图 1 MSPMG 结构示意图

MSPMG 遵循磁力线沿磁阻最小路径闭合原理,空载绕组磁链随定转子相对位置变化而变化,从而产生感应电动势。设定转子齿中心线间的夹角为转子位置角 θ_r , $\theta_r = 0^\circ$ 为定转子齿对齐位置, $\theta_r = 2.5^\circ$ 为定转子齿槽对齐位置。电机结构参数如表 1 所示。

表 1 电机结构参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子外径/mm	4 704	定子内径/mm	4 200
转子外径/mm	4 188	转子内径/mm	3 878
轴向长度/mm	1 697	气隙长度/mm	6
定子极弧系数	0.45	转子极弧系数	0.3
每极线圈匝数	108	电枢电阻/ Ω	0.414
永磁材料	NdFe35	铁心材料	DW540

1.2 MSPMG 的有限元分析

采用有限元法对所设计的 MSPMG 进行二维场有限元分析。由于磁路对称性,采用 1/18 模型分析计算。MSPMG 静磁场分布如图 2 所示,其中 $\theta = 72\theta_r$ 为转子位置电角度。

由图 2 可知,各模块磁路相互独立,当定转子齿对齐时,永磁磁通由定、转子齿和磁轭经气隙闭合,泄漏磁通较少;当定转子齿槽对齐时,绕组主

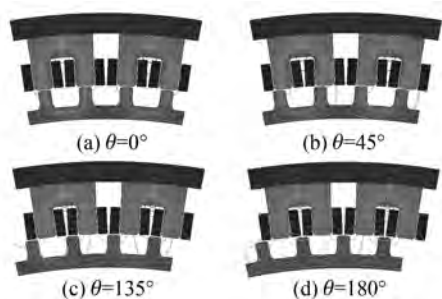


图2 MSPMG 静磁场分布

磁通减少, 泄漏磁通增大。

图3所示为空载绕组磁链和反电势随转子位置角变化波形。转子齿离开定子齿的过程, 绕组磁链减小, 反电动势大于零; 而转子齿靠近定子齿的过程, 绕组磁链增大, 反电动势小于零。

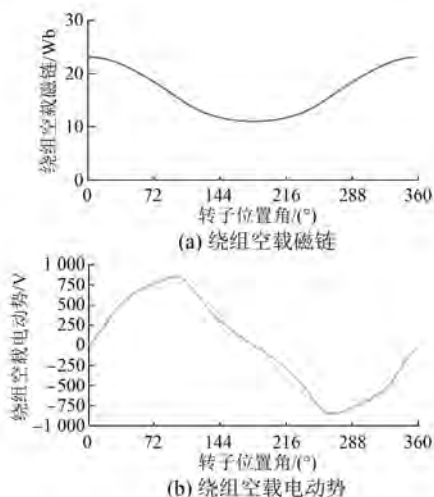


图3 绕组空载磁链和电动势曲线

图4所示为空载一个发电单元电感随转子位置角变化波形。自感波形与绕组空载磁链波形相似, 绕组间互感很小, 相对于绕组自感而言可以忽略不计, 说明各模块间磁路耦合较小, 因此各发电单元的运行状态相互独立。当其中一个发电单元

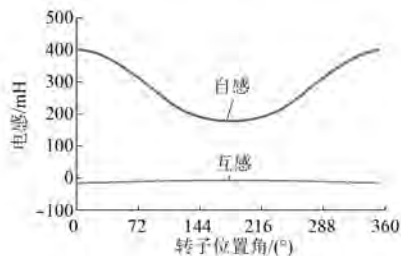


图4 绕组电感与位置角的关系

发生开路或短路故障时, 对其他发电单元的影响较小, 因此该模块化定子永磁发电机具有良好的容错运行能力。

2 MSPMG 的数学模型

忽略 MSPMG 各发电单元间的互感, 以电枢反应磁通对永磁磁通起助磁作用的电流方向为电流正方向, 则每个发电单元绕组磁链为

$$\psi = \psi_{pm} + Li \quad (1)$$

式中: ψ ——绕组总磁链;

ψ_{pm} ——永磁磁链, 是关于 θ 的函数;

L ——绕组自感, 是关于 θ 和 i 的函数;

i ——绕组电流。

随着电机转子旋转, 绕组磁链发生变化并产生感应电动势, 绕组端电压为绕组感应电动势与绕组电阻压降代数和:

$$u = -\frac{d\psi}{dt} - Ri \quad (2)$$

式中: R ——电枢绕组电阻。

忽略电阻压降并考虑式(1), 式(2)可改写为

$$u = -\omega_e \frac{d\psi_{pm}}{d\theta} - \omega_e i \frac{dL}{d\theta} - L \frac{di}{dt} \quad (3)$$

式中: ω_e ——发电机电角速度。

应用磁共能法^[16]可得每个发电单元的电磁转矩:

$$T_e = p_p \left(i \frac{\partial \psi_{pm}}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \right) = T_{pm} + T_r \quad (4)$$

式中: p_p ——电机转子齿数;

T_{pm} 、 T_r ——永磁转矩和磁阻转矩。

由于定子磁轭嵌入了低磁导率永磁材料, 因此电枢电流产生的磁通经过磁阻较大的主磁路, 使得磁阻转矩对总转矩的影响小于永磁转矩。由于 MSPMG 永磁磁链和电感具有相同的变化趋势, 绕组在 $d\psi_{pm}/d\theta > 0$ 的区间通负电流和在 $d\psi_{pm}/d\theta < 0$ 的区间通正电流, 使发电机电磁转矩都为负, 实现发电模式运行。

3 MSPMG 的最优功率控制

忽略绕组电阻时, 由式(3)可得发电机瞬时功率表达式为

$$P = ui = -\omega_e i \left(\frac{d\psi_{pm}}{d\theta} + i \frac{dL}{d\theta} \right) - Li \frac{di}{dt} \quad (5)$$

假定发电机转速保持不变,那么一个周期内发电机的平均功率等于平均电磁转矩与转子机械角速度乘积,由式(4)可得:

$$P_{\text{avg}} = -\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(i \frac{d\psi_{\text{pm}}}{d\theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \right) d\theta \quad (6)$$

式中: ω ——发电机机械角速度。

利用变分原理分析电流变化对平均功率影响

$$\delta P_{\text{avg}} = -\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\delta i) \left(\frac{d\psi_{\text{pm}}}{d\theta} + i \frac{dL}{d\theta} \right) d\theta \quad (7)$$

当 $\delta P_{\text{avg}} > 0$ 时,发电机输出功率增大。

假设永磁磁链与电感的关系为线性,那么

$$\psi_{\text{pm}} = I_{\text{pm}} L \quad (8)$$

式中: I_{pm} ——永磁体等效励磁电流。

将式(8)代入式(7),得:

$$\delta P_{\text{avg}} = -\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\delta i \cdot (I_{\text{pm}} + i)] \frac{dL}{d\theta} d\theta \quad (9)$$

为了简化分析,将绕组电感与永磁磁链波形理想化为分段线性,由于定转子极弧宽度不等,考虑最优功率控制,理想化分段绕组永磁磁链和电感波形分别如图 5(a)、图 5(b) 所示。

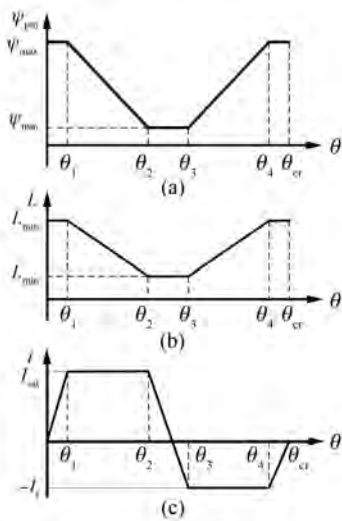


图 5 最优功率控制原理示意图

由图 5(a) 和图 5(b) 可以看出 $\frac{d\psi_{\text{pm}}/d\theta}{dL/d\theta} = I_{\text{pm}}$ 为常数。当 $\frac{dL}{d\theta} = 0$ 时,由于电动势为零,所以发电机输出功率为零。

当 $\theta \in [\theta_1, \theta_2]$ 时,电枢绕组通正电流, $\delta i > 0$ 时, δP_{avg} 恒大于零。由于电枢电流起助磁作用,

为防止电机铁心过度饱和,电枢电流应小于最大饱和电流。这一阶段电流最优解为 $i = I_{\text{sat}}$, 其中 I_{sat} 为最大饱和电流幅值。

当 $\theta \in [\theta_3, \theta_4]$ 时, $\frac{dL}{d\theta} > 0$, 电枢绕组通负电流, 电枢电流起去磁作用, $i = -I_{\text{pm}}$ 时, $\delta P_{\text{avg}} = 0$, 平均功率存在极大值。这一阶段电流最优解为 $i = -I_{\text{pm}}$, 为防止永磁体被完全去磁, 这一阶段所通电流 $-I_f$ 应略大于 $-I_{\text{pm}}$ 。

综上所述,最优功率控制电流波形如图 5(c) 所示。

4 MSPMG 的整流拓扑及其控制原理

MSPMG 属于变磁阻电机,不同整流电路拓扑结构和控制策略使得电枢电流波形不同,因而电枢反应和输出外特性差别较大^[16]。传统多相 DSPMG 的整流电路主要采用二极管整流,虽然变流器成本较低,但是不能实现对电枢电流的有效控制。根据上述分析的 MSPMG 发电运行原理,本文采用单相 H 桥全控整流电路来实现发电机最优功率控制。图 6 所示为单相 H 桥全控整流电路拓扑结构,其中 C 为直流侧稳压电容, U_0 为电容电压。

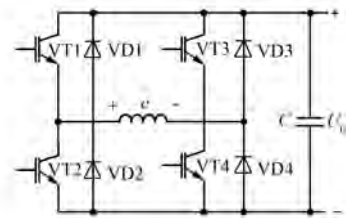


图 6 单相 H 桥全控整流电路

根据 MSPMG 的电磁特性和运行原理,一个周期内其工作状态分为正向励磁、斩波、发电,反向励磁、斩波和发电共 6 个阶段。每种模式的电流采用宽度为 h 的滞环跟踪控制。

由图 5 绕组磁链和电感波形,令

$$K_1 = \frac{\psi_{\text{max}} - \psi_{\text{min}}}{\theta_2 - \theta_1} = \frac{\psi_{\text{max}} - \psi_{\text{min}}}{\theta_4 - \theta_3}$$

$$K_2 = \frac{L_{\text{max}} - L_{\text{min}}}{\theta_2 - \theta_1} = \frac{L_{\text{max}} - L_{\text{min}}}{\theta_4 - \theta_3}$$

(1) 正向励磁阶段。当 $\theta \in [0, \theta_1]$ 时,绕组永磁磁链和自感都最大,因此感应电动势为零。

此时将 VT2、VT3 导通, VT1、VT4 关断, 发电机端电压为 $-U_0 = u = -\frac{d(\psi_{pm} + Li)}{dt}$, 电枢电流随位置角的变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{U_0}{\omega_e L_{\max}} > 0$, 此时直流侧电容电压促进绕组电流上升, 机械能和直流侧电容传输的电能转化为电机绕组磁场能。

(2) 正向斩波阶段。当 $\theta \in [\theta_1, \theta_2]$ 时, 通过主开关 VT2、VT3 的导通时刻来实现电流在斩波限幅值 I_{sat} 附近控制。当电枢电流 $i < I_{\text{sat}} - h$ 时, VT2、VT3 导通, VT1、VT4 关断, 此时发电机端电压仍为 $-U_0$, 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{U_0 + \omega_e(K_1 + K_2 i)}{\omega_e L} > 0$, 电容电压和绕组反电势共同促进绕组电流上升; 当电枢电流 $i > I_{\text{sat}} + h$ 时, 开关管都不导通, 发电机绕组通过二极管 VD1、VD4 续流, 发电机端电压为 U_0 , 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{\omega_e(K_1 + K_2 i) - U_0}{\omega_e L}$, 当直流侧电压满足 $U_0 > \omega_e K_1 + \omega_e K_2 i$ 时, $\frac{di}{d\theta} < 0$, 电流减小, 机械能和电机磁能转化为电能输出。

(3) 正向发电阶段。当 $\theta \in [\theta_2, \pi]$ 时, 开关管都不导通, 此时绕组电流依然为正, 电流通过二极管 VD1、VD4 向直流侧电容输出电能, 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{-U_0}{\omega_e L_{\min}} < 0$, 电流逐渐衰减为零。

(4) 反向励磁阶段。当 $\theta \in [\pi, \theta_3]$ 时, 绕组永磁磁链和自感都最小, 因此感应电动势为零, 此时将 VT1、VT4 导通, VT2、VT3 关断, 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{-U_0}{\omega_e L_{\min}} < 0$, 直流侧电容电压促进绕组电流向负向增加, 机械能和直流侧电容传输的电能转化为电机绕组磁场能。

(5) 反向斩波阶段。当 $\theta \in [\theta_3, \theta_4]$ 时, 通过主开关 VT1、VT4 的导通时刻来实现电流在斩波限幅值 $-I_f$ 附近波动。当电枢电流 $i > -I_f + h$ 时, VT1、VT4 导通, VT2、VT3 关断, 此时发电机端电压为 U_0 , 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = -\frac{U_0 + K_1 + K_2 i}{\omega_e L} < 0$, 电容电压和绕组反电势共同促进绕组电流下降; 当电枢电流 $i < -I_f - h$ 时, 开关管都不导通, 发电机绕组通

过二极管 VD2、VD3 续流, 发电机端电压为 $-U_0$, 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{U_0 - \omega_e(K_1 + K_2 i)}{\omega_e L}$, 当直流侧电压满足 $U_0 > \omega_e K_1 + \omega_e K_2 i$ 时, 电流增大, 机械能和电机磁能转化为电能输出。

(6) 反向发电阶段。当 $\theta \in [\theta_4, 2\pi]$ 时, 开关管都不导通, 此时绕组电流依然为负, 经二极管 VD2、VD3 向直流侧电容输出电能, 电流变化率 $\frac{di}{d\theta} = \frac{U_0}{\omega_e L_{\max}} > 0$, 电流逐渐衰减为零。

5 MSPMG 的仿真计算实例

利用静态磁链、电感查表法在 Simulink 仿真软件中建立 MSPMG 模型。仿真参数: 额定功率 1.5 MW, 直流侧额定电压 5 000 V, 额定转速 16.7 r/min, 额定频率 20 Hz, 发电单元数 36, 直流侧稳压电容 2 mF, 负载电阻 600 Ω 。

MSPMG 最优功率控制仿真波形如图 7 所示, 包括一个发电单元的电枢电流、电磁转矩和直流侧电容电压, 其中电枢电流的限幅值上界为 90 A, 下界为 -50 A, 电流的变化规律与图 5 一致。

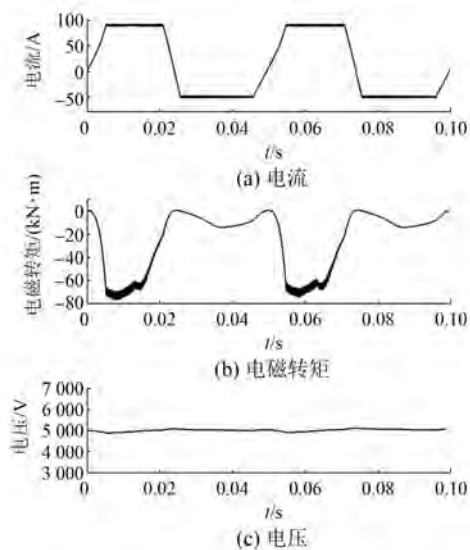


图 7 MSPMG 最优功率控制仿真波形

永磁转矩和磁阻转矩在电流大于零时方向相同, 而在电流小于零时方向相反, 因此总的电磁转矩在电流大于零的区域较大, 在电流小于零的区域较小。此外, 电枢电流的正负幅值不相等也造

成了电磁转矩的脉动。电磁转矩的脉动可以通过采用多定子组合结构的多相电机来改善。直流侧电压稳态值为 5 000 V, 电压脉动为 1.7%。

图 8 所示为基于最优功率控制的磁链-电流曲线图。

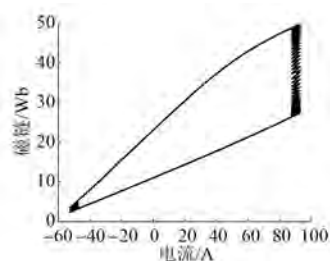


图 8 磁链-电流图

闭合曲线的面积代表一个周期内发电机的做功。可以看出当电流在 $-50 \sim 60$ A 的区间时, 磁链随着电流的增加而线性增加, 此时电机铁心尚未饱和, 当电流大于 60 A 时, 磁链随电流增加的变化率变小, 电机铁心开始逐渐饱和。

图 9 所示为发电机平均功率随直流电容电压的变化特性曲线。直流电压在发电机的励磁阶段和斩波阶段起励磁源的作用, 增大直流电压可以增大励磁阶段电流的变化率, 从而提高发电机的输出功率; 当直流电压增大到 5 kV 时, 对输出平均功率的影响不明显。

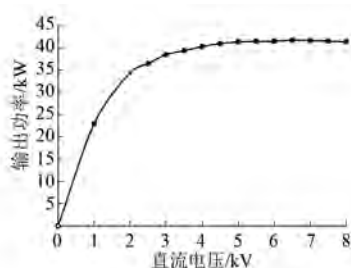


图 9 平均功率与直流电压的关系曲线

6 结 语

(1) 本文采用大型发电机模块化设计思想, 提出并设计了 1 台新型模块化定子永磁风力发电机, 各模块间的磁路耦合较小, 运行状态相互独立, 因此具有良好的容错性能。每个发电模块的磁链和电感都相同, 采用绕组串并联方式满足不同场合对电压等级或电流容量的要求。单相 MSPMG 存在输出电磁转矩脉动较大的问

题, 可采用转子同轴安装、定子齿错开 $2\pi/m$ 电角度的多定子结构的 m 相 MSPMG 改善转矩输出特性。

(2) 电枢电流满足电机既不过于饱和也不使永磁体被去磁的条件时, 利用变分原理获得最优功率控制电流波形, 可使发电机实现最大功率输出。

(3) 一定范围内增大直流侧电压相当于增大了发电机励磁阶段的励磁电压, 可以提高电流变化率, 减少励磁阶段电流上升或下降时间, 进而提高发电机的输出功率。因此, 电机设计要结合电力电子变换器设计才能达到性能最优。

【参 考 文 献】

- [1] 蔡旭, 施刚, 迟永宁, 等. 海上全直流型风电场的研究现状与未来发展[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2036-2048.
- [2] 张乐, 周波, 程方舜, 等. 新型电励磁双凸极风力发电机组建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 90-96.
- [3] 程明, 张淦, 花为. 定子永磁型无刷电机系统及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5204-5220.
- [4] 张卓然, 周竞捷, 朱德明, 等. 多极低速电励磁双凸极风力发电机及整流特性[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 67-72.
- [5] 安翼. 电励磁双凸极无刷直流发电机的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [6] 史立伟, 周波, 魏佳丹, 等. 多相电励磁双凸极发电机的极数和极弧系数研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1782-1789.
- [7] 史立伟, 周波, 魏佳丹, 等. 各相对称的五相电励磁双凸极发电机电磁特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(10): 2800-2807.
- [8] CHENG M, CHAU K T, CHAN C C. Design and analysis of a new doubly salient permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(4): 3012-3020.
- [9] ZHANG Z, YU L, WANG Y, et al. Overview and design methodology of doubly salient brushless DC generators with stator-field winding[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(2): 197-211.

(下转第 120 页)

最大功率点。图 10 所示为光照强度发生突变时的光伏电池输出电压、电流波形图。

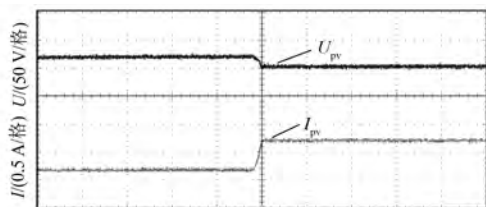


图 10 光照强度突变时试验波形

由试验结果可以看出:当外界环境相对稳定时,系统较平稳地运行于最大功率点;当外界环境突变时,系统可以准确、快速地调整到最大功率点,运行效果良好。

4 结 语

本文结合模糊控制的表达定性知识能力与神经网络的自学习能力,同时结合 T-S 模型处理非线性问题的优点,提出了基于 T-S 模型的模糊神经网络自适应 MPPT 控制方法。该方法利用模糊神经网络解决非线性控制的优点,可以较好地解决传统 MPPT 控制的快速性和稳定性的矛盾。仿真及试验结果表明:采用基于 T-S 模型的模糊神经网络自适应控制光伏发电系统可以快速准确地达到最大功率点,并且在外界环境变化时,系统可以快速适应新环境,以较高精度运行。

【参 考 文 献】

[1] 姚志垒,肖岚,魏星.双降压全桥并网逆变器[J].中国电机工程学报,2011,31(12): 29-33.

[10] FAN Y, CHAU K T, CHENG M. A new three-phase doubly salient permanent magnet machine for wind power generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(1): 53-60.

[11] 张建忠,程明.新型直接驱动外转子双凸极永磁风力发电机[J].电工技术学报,2007,22(12): 15-21.

[12] 朱德明,周楠,张卓然,等.直驱式多转子极电励磁双凸极风力发电机[J].电工技术学报,2009,24(12): 32-37.

[13] BIAN D, ZHAN Q. A novel single phase doubly salient permanent magnet motor [C] // IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE, 1999: 725-729.

[2] 张世坤,许晓光.我国当前的能源问题及未来能源发展战略[J].能源研究与信息,2004,20(4): 211-219.

[3] 彭志辉,和军平,马光,等.光伏发电系统 MPPT 输出功率采样周期的优化设计[J].中国电机工程学报,2012,32(34): 24-29.

[4] CARRASCO J M, FRANQUELO L G, BIALASIEWICZ J T, et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1002-1006.

[5] 周林,武剑,栗秋华,等.光伏阵列最大功率点跟踪控制方法综述[J].高电压技术,2008,34(6): 1145-1154.

[6] 朱拓斐,陈国定.光伏发电中 MPPT 控制方法综述[J].电源技术,2011,35(10): 1322-1324, 1328.

[7] LEE C H, TENG C C. Identification and control of dynamic systems using recurrent fuzzy neural networks[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2000, 8(4): 349-366.

[8] GAO J, YUAN R, YI J, et al. A novel approach to generating an interval type-2 fuzzy neural network based on a well-behaving type-1 fuzzy TSK system [C] // 2016 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), Budapest, 2016: 3305-3311.

[9] 赵晶,赵争鸣,周德佳.太阳能光伏发电技术现状及其发展[J].电气应用,2007,26(10): 6-10, 136.

[10] 姜滨,孙丽萍,曹军.木材干燥过程温湿度的 T-S 型模糊神经网络控制器设计[J].电机与控制学报,2016,20(10): 114-120.

收稿日期: 2018-07-06

(上接第 109 页)

[14] 万伟悦,严仰光,孟小利.基于分布式发电的单相双凸极直流发电机原理和时步有限元分析[J].大功率变流技术,2010(6): 15-21.

[15] AFINOWI I A A, ZHU Z Q, GUAN Y, et al. A novel brushless AC doubly salient stator slot permanent magnet machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1): 283-292.

[16] QIJI Z, LIANG D, KOU P, et al. Improvement of power generation performance in a doubly salient permanent magnet generator with a capacitive energy recovery converter [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(1): 108-120.

收稿日期: 2018-07-01