

双馈感应发电机机侧变换器直接功率控制策略比较研究*

赵梅花, 郑 鹏, 孙南海, 李广伦

(洛阳理工学院 电气工程与自动化学院, 河南 洛阳 471023)

摘 要: 对双馈感应发电机(DFIG)的两种直接功率控制(DPC)策略进行比较研究。根据 DFIG 的数学模型, 导出对 DFIG 进行 DPC 的统一控制模型; 首先设计基于滞环比较器的直接功率控制(HC-DPC)策略, 采用开关型滞环控制器, 直接实现定子有功功率和无功功率的解耦控制; 其次将 SVM 技术应用于 DPC, 提出 SVM-DPC 策略, 根据 DFIG 定子有功、无功功率偏差, 采用 PI 调节器, 直接实现定子有功、无功功率的解耦控制; 最后对两种 DPC 策略进行试验研究, 验证了两种 DPC 策略的正确性和可行性, 并对其控制性能进行了对比评估。

关键词: 双馈感应发电机; 直接功率控制; 滞环控制器; 空间矢量调制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)10-0053-06

Comparative Study on DPC Strategy of DFIG Grid-Side Converter*

ZHAN Meihua, ZHENG Peng, SUN Nanhai, LI Guanglun

(School of Electrical Engineering & Automation, Luoyang Institute of Science and Technology, Luoyang 471023, China)

Abstract: Two kinds of direct power control strategy of Doubly-fed Induction Generator (DFIG) were presented and made Comparative Study on their performance. According to the mathematical model of DFIG, The direct power control (DPC) model for DFIG was deduced. Firstly, the direct power control based on hysteresis controller (HC-DPC) strategy was presented, it implements directly decoupling control between DFIG stator active power and reactive power by hysteresis controller. Secondly, the SVM-DPC strategy was designed by applying the SVM technology to DPC. It had no rotor current control loop to implement directly decoupling control between DFIG stator active power and reactive power by PI controller. Finally, simulations and experiments did done for HC-DPC and SVM-DPC to verify its correctness and feasibility and compare its control performance.

Key words: doubly-fed induction generator (DFIG); direct power control (DPC); hysteresis controller; space vector modulation

0 引 言

双馈感应发电机(Doubly-Fed Induction Generator, DFIG)的转子采用双 PWM 励磁变换器为交流励磁电源, 以实现变速恒频运行。转子侧 PWM 变换器与 DFIG 的运行控制策略主要有矢量控制(Vector Control, VC)^[1-2]和直接功率控制

(Direct Power Control, DPC)^[3-5]。在电网电压正常时, VC 具有良好的动、静态控制性能, 但因控制过程采用 PI 调节器, 当电网发生故障时, 其动态响应能力便不能满足控制要求。

DPC 把 DFIG 定子输出有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 作为被控量, 具有动态响应快、鲁棒性好等优点。将 DPC 应用于 DFIG 的运行控制, 以提

* 基金项目: 国家自然科学基金青年基金项目(51407124); 河南省高等学校重点科研项目(16A470012)

作者简介: 赵梅花(1966—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为新型电力电子变换及新能源发电技术。

高系统的动态响应能力。文献[6]提出了基于滞环控制器的 DPC 策略(DPC Based on Hysteresis Comparator, HC-DPC),模型结构简单,具有优良的动态响应能力。该文献对 HC-DPC 进行了仿真研究。在转子旋转坐标系 $\alpha_r\beta_r$ 下推导 DFIG HC-DPC 的控制模型,使 DPC 的内在机理较为明晰。推导模型时需引入多个中间角度变量,多次采用坐标旋转变换,过程较为复杂;HC-DPC 策略控制性能的不足之处是开关频率不恒定,使定子输出电流对电网产生宽频范围的谐波污染。文献[7]将空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)技术与 DPC 策略结合,提出 SVM-DPC 策略,实现开关频率恒定的 DPC。文中对 SVM-DPC 进行仿真研究,其控制效果只能减小而不能完全消除功率偏差。

本文在 DFIG 同步旋转 dq 坐标系数学模型基础上,导出采用定子电压定向条件下,对 DFIG 实施 DPC 的控制模型,分别提出改进的 HC-DPC 与 SVM-DPC 两种实现策略;统一了 HC-DPC 与 SVM-DPC 的控制模型,揭示了两者的区别与联系,简化了 DPC 模型推导过程;搭建了双馈风力发电系统试验平台,对 HC-DPC 与 SVM-DPC 策略进行了对比试验研究,得出对 DFIG DPC 控制有指导意义的结论。

1 DFIG DPC 控制模型

定子采用发电机惯例,转子采用电动机惯例,在同步旋转 dq 坐标系中,DFIG 电压和磁链矢量方程分别为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = -R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + j\omega_1 \boldsymbol{\psi}_s \\ \mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j\omega_{slip} \boldsymbol{\psi}_r \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_s = -L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\psi}_r = -L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \end{cases} \quad (2)$$

式(1)、式(2)的 d 、 q 分量形式为

$$\begin{cases} u_{sd} = -R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_1 \\ u_{sq} = -R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \omega_1 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{slip} \psi_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{slip} \psi_{rd} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = -L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = -L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = -L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = -L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (5)$$

$$\omega_{slip} = \omega_1 - \omega_r$$

式中:下标 s ——DFIG 定子相应物理量;

下标 r ——DFIG 转子相应物理量。

由式(2)可得:

$$i_s = \frac{L_r \psi_s - L_m \psi_r}{L_m^2 - L_s L_r} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\psi_r - \frac{L_r}{L_m} \psi_s \right) \quad (6)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ ——漏磁系数。

将坐标系 d 轴定向于定子电压矢量 $\mathbf{u}_s$ 得

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = u_{sd} = U_s \\ u_{sq} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: U_s ——定子电压矢量的幅值。

稳态时,忽略 DFIG 定子电阻 R_s ,将式(7)代入式(3)得

$$\begin{cases} \psi_{sd} = 0 \\ \psi_{sq} = -\frac{U_s}{\omega_1} \end{cases} \quad (8)$$

DFIG 定子向电网输出的复功率为

$$\begin{aligned} P_s + jQ_s &= \mathbf{u}_s \bar{\mathbf{i}}_s = \mathbf{u}_s \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\bar{\boldsymbol{\psi}}_r - \frac{L_r}{L_m} \bar{\boldsymbol{\psi}}_s \right) = \\ &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \mathbf{u}_s \left[(\psi_{rd} - j\psi_{rq}) - \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sd} - j\psi_{sq}) \right] = \\ &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \mathbf{u}_s \left[\left(\psi_{rd} - \frac{L_r}{L_m} \psi_{sd} \right) + j \left(\frac{L_r}{L_m} \psi_{sq} - \psi_{rq} \right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $\bar{\mathbf{i}}_s, \bar{\boldsymbol{\psi}}_r, \bar{\boldsymbol{\psi}}_s$ —— $\mathbf{i}_s, \boldsymbol{\psi}_r, \boldsymbol{\psi}_s$ 的共轭矢量。

将式(7)、式(8)代入式(9)并写成实部和虚部形式:

$$\begin{cases} P_s = \frac{L_m U_s}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} \\ Q_s = -\frac{L_m U_s}{\sigma L_s L_r} \left(\psi_{rq} + \frac{L_r U_s}{L_m \omega_1} \right) \end{cases} \quad (10)$$

式(10)说明,当电机参数和电网电压恒定时,控制转子磁链的 d 、 q 轴分量 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} ,就能直接

控制 DFIG 定子输出的 P_s 和 Q_s 。这就是直接功率控制的基本思想。

将式(10)等号两边取微分得

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = \frac{L_m U_s}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ \frac{dQ_s}{dt} = -\frac{L_m U_s}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)说明,DFIG 定子有功功率 P_s 、无功功率 Q_s 的变化率取决于转子磁链矢量的 dq 分量 ψ_{rd} 与 ψ_{rq} 的变化率。

式(11)即为对 DFIG 实施 DPC 的控制模型。本文依据式(11),分别提出了改进的 HC-DPC 策略和 SVM-DPC 策略。

2 HC-DPC

2.1 HC-DPC 控制机理

忽略转子电阻,转子磁链空间矢量 ψ_r 和电压矢量 u_r 的关系近似为

$$\frac{d\psi_r}{dt} \approx u_r \quad (12)$$

式(12)表明:转子磁链 ψ_r 的变化取决于施加的转子电压矢量 u_r ,通过 u_r 的选用及作用时间的调节控制转子磁链 ψ_r 的变化规律,从而将对转子磁链 ψ_r 的控制转化为对转子电压 u_r 的控制。

转子电压矢量 u_r 对转子磁链 ψ_r 的作用及扇区 N 分配如图 1 所示。

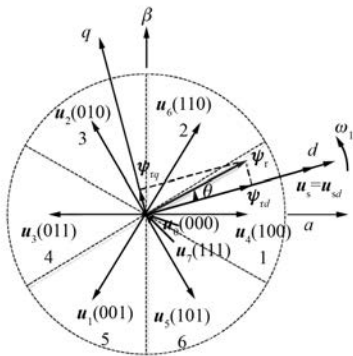


图 1 电压矢量对转子磁链的作用及扇区 N 分配

根据图 1 所示的定子电压矢量 u_s 所在的扇区,可确定各转子电压矢量对磁链分矢量 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 的影响,继而确定出作用的转子电压矢量对有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 的控制效果。

按此规则,可规划出电压空间矢量 u_r 选用的开关表,决定出减少有功和无功功率控制误差的最佳电压空间矢量。这就是 HC-DPC 的实现机理。

2.2 HC-DPC 策略

(1) u_s 所在扇区的确定及 u_r 对功率的影响。在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下得到定子电压矢量 u_s ,将其变换到转子 $\alpha_r\beta_r$ 坐标下得到 u'_r (上标 r 表示变换到转子坐标系下的物理量)。根据定子电压矢量 u'_r 所在的扇区和 DFIG 定子功率的变化趋势,选择合适的转子电压矢量 u_r ,规划出优化的 HC-DPC 开关表。

依据式(11),6 个有效转子电压矢量在图 1 所示的第 1 扇区作用效果为

- ① u_1 : $d\psi_{rd}/dt < 0 \rightarrow dP_s/dt < 0 \rightarrow P_s \downarrow$
 $d\psi_{rq}/dt < 0 \rightarrow dQ_s/dt > 0 \rightarrow Q_s \uparrow$
- ② u_2 : $d\psi_{rd}/dt \leq 0 \rightarrow \begin{cases} dP_s/dt < 0 \rightarrow P_s \downarrow \\ \text{或 } dP_s/dt \approx 0 \end{cases}$
 $d\psi_{rq}/dt > 0 \rightarrow dQ_s/dt < 0 \rightarrow Q_s \downarrow$
- ③ u_3 : $d\psi_{rd}/dt < 0 \rightarrow dP_s/dt < 0 \rightarrow P_s \downarrow$
 $d\psi_{rq}/dt \geq 0 \rightarrow \begin{cases} dQ_s/dt < 0 \rightarrow Q_s \downarrow \\ \text{或 } dQ_s/dt \approx 0 \end{cases}$
- ④ u_4 : $d\psi_{rd}/dt > 0 \rightarrow dP_s/dt > 0 \rightarrow P_s \uparrow$
 $d\psi_{rq}/dt < 0 \rightarrow \begin{cases} dQ_s/dt > 0 \rightarrow Q_s \uparrow \\ \text{或 } dQ_s/dt \approx 0 \end{cases}$
- ⑤ u_5 : $d\psi_{rd}/dt \geq 0 \rightarrow \begin{cases} dP_s/dt > 0 \rightarrow P_s \uparrow \\ \text{或 } dP_s/dt \approx 0 \end{cases}$
 $d\psi_{rq}/dt < 0 \rightarrow dQ_s/dt > 0 \rightarrow Q_s \uparrow$
- ⑥ u_6 : $d\psi_{rd}/dt > 0 \rightarrow dP_s/dt > 0 \rightarrow P_s \uparrow$
 $d\psi_{rq}/dt > 0 \rightarrow dQ_s/dt < 0 \rightarrow Q_s \downarrow$

6 个有效转子电压矢量在其他扇区的作用效果可依次推出。

(2) HC-DPC 策略实现。依据 DFIG P_s 和 Q_s 的状态及 u'_r 所在的扇区,选择合适的 u_r ,即可对 P_s 和 Q_s 进行动态控制。

采用式(13)所示的滞环控制规律,产生与 P_s 与 Q_s 状态相对应的标志信号 S_p 与 S_Q 。

$$S_p = \begin{cases} 1 & P_s^* - P_s > H_p \\ 0 & -H_p < P_s^* - P_s < H_p \\ -1 & P_s^* - P_s < -H_p \end{cases} \quad (13)$$

$$S_Q = \begin{cases} 1 & Q_s^* - Q_s > H_Q \\ 0 & -H_Q < Q_s^* - Q_s < H_Q \\ -1 & Q_s^* - Q_s < -H_Q \end{cases}$$

式中: H_P 、 H_Q ——有功和无功功率的滞环宽带;

$S_P = 1$ ——有功功率 P_s 需要增加;

$S_P = 0$ —— P_s 不变;

$S_P = -1$ —— P_s 需要减少;

$S_Q = 1$ ——无功功率 Q_s 需要增加;

$S_Q = 0$ —— Q_s 不变;

$S_Q = -1$ 表示 Q_s 需要减少;

P_s^* 、 Q_s^* ——有功功率和无功功率的给定值。

依据以上分析得到如表 1 所示的 HC-DPC 优化开关表。DFIG HC-DPC 策略框图如图 2 所示。

表 1 HC-DPC 开关表

$S_P S_Q$	N	1	2	3	4	5	6
$S_P = -1$	$S_Q = -1$	u_2	u_3	u_1	u_5	u_4	u_6
	$S_Q = 0$	u_3	u_1	u_5	u_4	u_6	u_2
	$S_Q = 1$	u_1	u_5	u_4	u_6	u_2	u_3
$S_P = 0$	$S_Q = -1$	u_2	u_3	u_1	u_5	u_4	u_6
	$S_Q = 0$	$u_{0,7}$	$u_{0,7}$	$u_{0,7}$	$u_{0,7}$	$u_{0,7}$	$u_{0,7}$
	$S_Q = 1$	u_5	u_4	u_6	u_2	u_3	u_1
$S_P = 1$	$S_Q = -1$	u_6	u_2	u_3	u_1	u_5	u_4
	$S_Q = 0$	u_4	u_6	u_2	u_3	u_1	u_5
	$S_Q = 1$	u_5	u_4	u_6	u_2	u_3	u_1

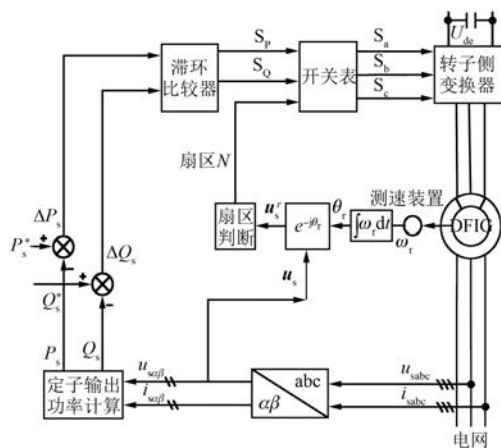


图 2 DFIG HC-DPC 结构框图

图 2 中,计算出的 P_s 、 Q_s 与给定值 P_s^* 、 Q_s^* 比较,将 ΔP_s 、 ΔQ_s 输入滞环比较器,产生 S_P 、 S_Q ,结合 u'_s 所在的扇区,选择合适的转子电压矢量对 DFIG 实施 DPC。

3 SVM-DPC

将式(8)、式(9)分别恒等变形可得

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} P_s \\ \psi_{rq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} Q_s - \frac{L_r U_s}{L_m \omega_1} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} \frac{dP_s}{dt} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} \frac{dQ_s}{dt} \end{cases} \quad (15)$$

忽略转子电阻,将式(13)、式(14)带入式(4)

得

$$\begin{cases} u_{rd} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} \frac{dP_s}{dt} + \omega_{slip} \left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} Q_s + \frac{L_r U_s}{L_m \omega_1} \right) \\ u_{rq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} \frac{dQ_s}{dt} + \omega_{slip} \frac{\sigma L_s L_r P_s}{L_m U_s} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知,DFIG 的 P_s 由 u_{rd} 控制, Q_s 由 u_{rq} 控制。式(16)是 SVM-DPC 闭环控制器设计的主要依据。

为实现对 DFIG 输出功率的无静差控制,采用 PI 调节器,用 PI 调节器输出控制式(16)中的定子功率微分项,则转子电压控制方程为

$$\begin{cases} u_{rd}^* = \left(k_{pP} + \frac{k_{iP}}{s} \right) (P_s^* - P_s) + \omega_{slip} \left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m U_s} Q_s + \frac{L_r U_s}{L_m \omega_1} \right) \\ u_{rq}^* = -\left(k_{pQ} + \frac{k_{iQ}}{s} \right) (Q_s^* - Q_s) + \omega_{slip} \frac{\sigma L_s L_r P_s}{L_m U_s} \end{cases} \quad (17)$$

式中: k_{pP} 、 k_{iP} 、 k_{pQ} 、 k_{iQ} ——DFIG P_s 及 Q_s PI 控制器的比例、积分系数。

图 3 为 DFIG SVM-DPC 策略结构框图。

图 3 中,计算出的 P_s 、 Q_s 与给定值 P_s^* 、 Q_s^* 比较,将 ΔP_s 、 ΔQ_s 经过 PI 调节器调节获得转子电压参考值 u_{rd}^* 、 u_{rq}^* ,经坐标逆变换获得 u_{ra}^* 、 u_{rb}^* ,由 SVPWM 产生转子侧变换器功率器件所需的开关信号 S_a 、 S_b 、 S_c ,实现对 DFIG 的 DPC。

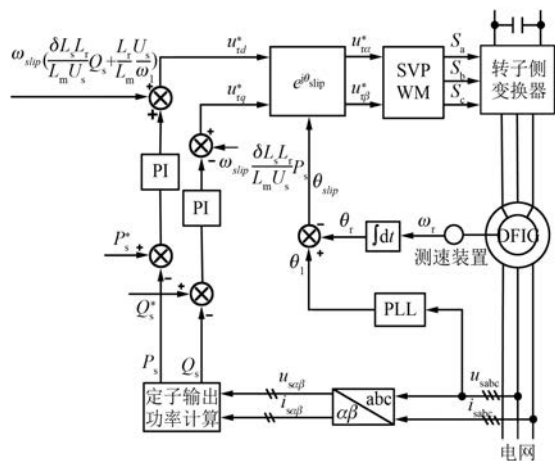


图3 DFIG SVM-DPC 结构框图

4 试验及结果分析

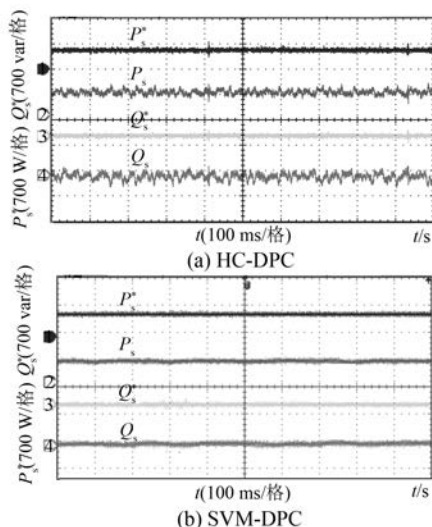
搭建双馈风力发电系统试验平台,将 HC-DPC 与 SVM-DPC 策略进行对比试验。用直流电机-绕线式异步电机模拟风力机-双馈感应发电机组。

绕线电机参数: $P_N = 3 \text{ kW}$, $U_N = 380 \text{ V}$, $n_N = 1450 \text{ r/min}$;

直流电机参数: $P_N = 3 \text{ kW}$, $U_N = 220 \text{ V}$, $n_N = 1500 \text{ r/min}$;

网侧 PWM 变换器进线电感 8 mH , 直流母线电压 200 V ; PWM 开关频率 10 kHz ; 定子并网电压 180 V 。图 4~图 6 为试验波形。

图 4 为 DFIG 两种 DPC 控制策略稳态波形,

图4 稳态波形 ($P_s^* = 600 \text{ W}$, $Q_s^* = 0 \text{ var}$)

试验条件为 $P_s^* = 600 \text{ W}$, $Q_s^* = 0 \text{ var}$, $\cos\varphi = 1$; 图 5 为有功功率动态跟踪波形, 条件为定子输出功率给定值 P_s^* ($500 \text{ W} \rightarrow 900 \text{ W}$), $Q_s^* = 0 \text{ var}$, $\cos\varphi = 1$; 图 6 为 Q_s 突变时动态波形, $P_s^* = 600 \text{ W}$, Q_s^* ($0 \text{ var} \rightarrow 300 \text{ var}$)。

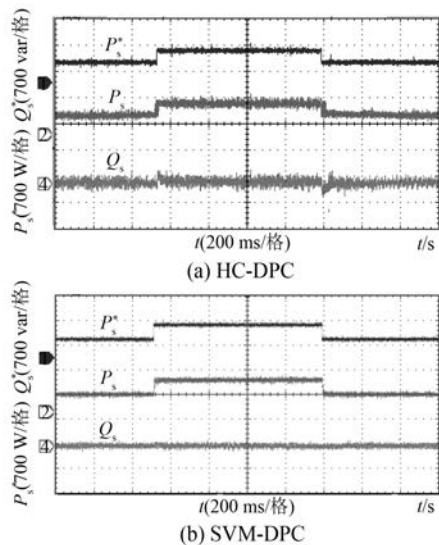
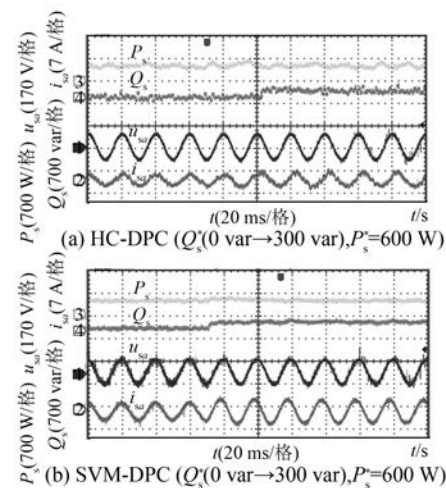
图5 有功跟随波形 P_s^* ($500 \text{ W} \rightarrow 900 \text{ W}$), $Q_s^* = 0 \text{ var}$ 

图6 无功突变波形

由图 4(a)、图 4(b) 可知: HC-DPC 和 SVM-DPC 稳态时, DFIG 瞬时的 P_s 、 Q_s 恒定且接近其给定值, 但 HC-DPC 的瞬时功率比 SVM-DPC 瞬时功率波动大。图 5(a)、图 5(b) 表明: 当 P_s^* 发生阶跃变化时 (从 500 W 升至 900 W), 采用 HC-DPC 策略时, 瞬时有功功率迅速达到给定值, 而 SVM-DPC 瞬时有功功率响应速度稍慢。

图 6(a)、图 6(b) 看出: 两种控制策略均能实现定子功率因数平滑可调, HC-DPC 的调节速度比 SVM-DPC 快, 但 HC-DPC 定子电流的谐波含量较大且波形发生畸变。

5 结 语

该文对 DFIG 的 HC-DPC 和 SVM-DPC 两种控制策略进行比较研究, 得出如下结论:

(1) HC-DPC 和 SVM-DPC 均能实现定子 P_s 、 Q_s 良好的跟随性能, 且能实现 P_s 、 Q_s 的解耦控制, 定子功率因数任意可调。

(2) HC-DPC 采用滞环控制器, 其控制特性与 PWM 变换器的开关非线性特性相匹配, 具有快速的动态响应能力, 但其开关频率不固定, 静态特性不佳, 限制了其现场应用; SVM-DPC 开关频率恒定, 具有良好的动、静态控制性能, 但受 PI 参数的制约, 动态响应比 HC-DPC 稍慢。

综上所述, 采用 SVM-DPC 能使系统同时具有良好的动态和静态性能, 具有实际的应用价值。

【参 考 文 献】

- [1] 刘其辉, 谢孟丽. 双馈式变速恒频风力发电机的空载及负载并网策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27

(10): 60-67.

- [2] LUNA A, LIMA F K, SANTOS D, et al. Simplified modeling of a DFIG for transient studies in wind power applications [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2011, 58(1): 9-20.
- [3] MOHSENI M, ISLAM S M, MASOUM M A. Enhanced hysteresis based current regulators in vector control of DFIG wind turbines[J]. IEEE Trans Power Electron, 2011, 26(1): 223-234.
- [4] NIAN H, SONG Y, ZHOU P, et al. Improved direct power control of a wind turbine driven doubly fed induction generator during transient grid voltage unbalance[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2011, 26(3): 976-986.
- [5] 赵方平, 杨勇, 阮毅, 等. 三相并网逆变器直接功率控制和直接功率预测控制的对比[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 212-220.
- [6] XU L, CARTWRIGHT P. Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2006, 21(3): 740-748.
- [7] DAWEI Z, LIE X. Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(1): 110-118.

收稿日期: 2017 -02 -22

(上接第 52 页)

【参 考 文 献】

- [1] 汤广福, 罗湘, 魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 8-17.
- [2] MARQUARDT R. New concept for high-voltage modular multilevel converter[C]// Power Electronics Specialists Conference, 2004: 502-507.
- [3] 王朝明, 王华广, 王晴. 基于双 PI 控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2905-2912.
- [4] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.
- [5] 辛业春, 王朝斌, 李国庆, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压平衡改进控制方法[J]. 电网技

术, 2014, 38(5): 1291-1296.

- [6] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊, 等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61.
- [7] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
- [8] TU Q, XU Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 298-306.
- [9] 李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 49-55.
- [10] 任涛, 张杰, 唐剑钊, 等. MMC-HVDC 模块电容器预充电策略及仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(5): 144-148.

收稿日期: 2017 -03 -06