

矩阵变换器交流励磁系统的非线性最优控制

李 辉¹, 阳春华¹, 邓文浪²

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083; 2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 传统的矩阵变换器交流励磁控制策略是基于PI调节器的功率解耦控制,但在电网电压出现大扰动时,系统调节时间较长,影响发电机的安全稳定运行.本文基于非线性微分几何理论,证明了双馈电机(DFIG)动态模型满足完全线性化条件,建立了线性化的动态模型,在此模型基础上采用最优控制求出相应控制率,再结合矩阵变换器的间接空间矢量调制策略,实现了矩阵变换器交流励磁系统非线性最优控制.仿真结果表明,在电网电压出现大扰动情况下,非线性最优控制方法较PI控制具有较短的调节时间.

关键词: 矩阵变换器; 非线性控制; 双馈型发电机; 微分几何

中图分类号: TM614 **文献标识码:** A

Nonlinear optimal control of matrix-converter-excited system

LI Hui¹, YANG Chun-hua¹, DENG Wen-lang²

(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha Hunan 410083, China;

2. School of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan Hunan 411105, China)

Abstract: The PI regulator-based AC-excitation control for a matrix converter(MC) may cause a long regulation time when a big power grid voltage disturbance occurs, which affects the safety and stability of the generator operation. According to the nonlinear differential geometry theory, we prove that the dynamic model of double-fed induction generator(DFIG) satisfies linearization conditions, thus a linear dynamic model is justified. Based on this model, we develop the optimal control strategy by combining the indirect space vector modulation strategy of MC to achieve the MC-excited nonlinear optimal control. Simulation results show that this nonlinear optimal control method in the case of big grid voltage disturbance has a shorter regulation time, in the comparison with the PI control.

Key words: matrix converter(MC); nonlinear control; double-fed induction generator(DFIG); differential geometry

1 引言(Introduction)

矩阵变换器是一种新型变频器,具备有下列优点:能量双向流通,可实现四象限运行;输入功率因数可控;无需直流储能元件;结构紧凑、体积小.相比于常规的双脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)变频器励磁系统^[1,2],其体积更小、功率密度更高,更适用于用作双馈型风力发电机交流励磁系统.

目前矩阵变换器交流励磁系统的控制策略主要是采用外环为功率控制环,内环为电流控制环的双闭环控制策略^[3,4],外环由功率误差经PI调节器输出转子电流给定值,内环则由转子电流误差经PI调节器输出再加上补偿项等于转子电压给定值.双闭环控制策略对于小扰动具有较好的稳定性,但当电网电压出现大扰动时,则系统的调节时间较长,影响了发电机的安全稳定运行.主要原因是双馈电机(double-fed induction generator, DFIG)实质上是一种非线性、强耦合的动态系统,PI调节器参数是固定于

系统在某一特定潮流下的近似线性化数学模型,而当实际状态偏离特定状态较远时,数学模型描述不再准确.

近年来,为了解决系统近似线性化的不足,基于非线性微分几何的精确线性化理论得到了广泛应用^[5,6].文献[7]通过微分几何反馈线性化变换,将风力机的非线性模型全局线性化,然后基于新的线性化模型设计了非线性控制器,实现了变速风力机的全局精确线性化控制.文献[8]基于双PWM矩阵变换器励磁系统,采用微分几何和最优控制理论,求得双馈型发电机的控制率,从而减少了调节时间,提高了系统的暂态稳定性能.然而对于优化矩阵变换器交流励磁系统控制策略的研究几乎处于空白阶段,由于矩阵变换器输入与输出侧直接耦合,中间没有储能环节,电网电压扰动直接影响到励磁电流,对于优化其控制策略的研究显得尤为必要.文中基于非线性微分几何理论,证明了双馈电机动态模型满足完全线性化条件,建立了线性化的动态模型,在此基础

上采用最优控制求出相应的控制率,再结合矩阵变换器的间接空间矢量调制策略,实现了矩阵变换器交流励磁系统非线性最优控制.仿真结果表明,在电网电压出现大扰动情况下,相对于传统的PI控制,非线性最优控制方法具有较短的调节时间.

2 双馈电机数学模型(Mathematical model of DFIG)

本文双馈电机数学模型采用电动机惯例,其在 d - q 轴坐标系下的定子、转子磁链方程和定子、转子电压方程分别为^[9]:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}, \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd}, \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq}, \end{cases} \quad (2)$$

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

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{s1} \psi_{rq}, \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{s1} \psi_{rd}, \end{cases} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}), \quad (5)$$

式中: $\psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}$ 分别为定子 d, q 轴向磁链、电流、电压; $\psi_{rd}, \psi_{rq}, i_{rd}, i_{rq}, u_{rd}, u_{rq}$ 分别为转子 d, q 轴向磁链、电流、电压; ω_s 为同步频率; ω_{s1} 为转差频率; L_s 为定子电感; L_m 为互感; L_r 为转子电感; R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; T_e 为电磁转矩; p_n 为极对数.

将式(2)代入式(1)化简可得

$$\begin{cases} \psi_{sd} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}, \\ \psi_{sq} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq}. \end{cases} \quad (6)$$

在电力系统中,一般将磁链方程表示为电量形式,如果定义

$$e_d = -\frac{L_m}{L_r} \psi_{rq}, \quad e_q = \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad X_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r},$$

代入式(4),可求得

$$\begin{cases} \frac{de_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} (e_d + \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq}) + \omega_{s1} e_q - \frac{L_m}{L_r} u_{rq}, \\ \frac{de_q}{dt} = -\frac{1}{T_r} (e_q - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}) - \omega_{s1} e_d + \frac{L_m}{L_r} u_{rd}. \end{cases} \quad (7)$$

在忽略定子动态磁链情况下,式(3)可变为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s X_s i_{sq} + \omega_s e_d, \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s X_s i_{sd} + \omega_s e_q. \end{cases} \quad (8)$$

将式(6)代入电磁转矩公式化简可得

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p_n (e_d i_{sd} + e_q i_{sq}). \quad (9)$$

建立双馈电机的三阶数学模型为:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H} (T_e - F\omega_r - T_m), \quad (10a)$$

$$\frac{de_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} (e_d + \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq}) + (\omega_s - \omega_r) e_q - \frac{L_m}{L_r} u_{rq}, \quad (10b)$$

$$\frac{de_q}{dt} = -\frac{1}{T_r} (e_q - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}) - (\omega_s - \omega_r) e_d + \frac{L_m}{L_r} u_{rd}. \quad (10c)$$

因为状态方程(10)中包含有非线性项 $\omega_r e_q$ 和 $\omega_r e_d$,所以双馈电机数学模型实质上是非线性系统,传统的控制方法只能在某一平衡点的近似线性化控制,无法抑止大的扰动,需要采用非线性控制的设计方法,提高系统的抗干扰能力.

3 非线性最优控制(Nonlinear optimal control)

3.1 非线性控制策略(Nonlinear control strategies)

首先,需要将式(10)改为非线性系统标准形^[8,10]

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2, \quad (11)$$

其中:

$$x = (\omega_r, e_d, e_q), \quad u_1 = u_{qr}, \quad u_2 = u_{dr},$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} (\frac{3}{2} p_n (e_d i_{sd} + e_q i_{sq}) - F\omega_r - T_m) \\ -\frac{1}{T_r} (e_d + \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq}) + \omega_{s1} e_q \\ -\frac{1}{T_r} (e_q - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}) - \omega_{s1} e_d \end{bmatrix},$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -L_m/L_r \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_m/L_r \end{bmatrix}.$$

定义输出量为

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) = \omega_r - \omega_0, \\ y_2 = h_2(x) = u_s - u_{ref}. \end{cases} \quad (12)$$

如果以双馈电机定子电压定向,定子电压为 dq 轴的 d 轴,则式(12)可变为

$$y_2 = u_{sd} - u_{ref} = R_s i_{sd} + \omega_s (e_d - X_s i_{sq}) - u_{ref}, \quad (13)$$

可以求出系统的关系度为:

$$\begin{cases} L_{g1} L_f^0 h_1(x) = 0, \\ L_{g2} L_f^0 h_1(x) = 0, \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} L_{g1}L_f^1h_1(x) = -\frac{3p_nL_m}{4L_rH}i_{sd}, \\ L_{g1}L_f^1h_1(x) = \frac{3p_nL_m}{4L_rH}i_{sq}, \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} L_{g1}L_f^0h_2(x) = \frac{\omega_sL_m}{L_r}, \\ L_{g2}L_f^0h_2(x) = 0. \end{cases} \quad (16)$$

矩阵 $B = \begin{bmatrix} L_{g1}L_f^1h_1(x) & L_{g2}L_f^1h_1(x) \\ L_{g1}L_f^0h_2(x) & L_{g2}L_f^0h_2(x) \end{bmatrix}$ 是非奇异的,

那么由关系度的定义可知, 式(14)结果为零, 式(15)结果非零, 关系度 $r_1 = 2$; 式(16)结果非零, 关系度 $r_2 = 1$, 则系统的关系度为 $r = \{r_1, r_2\} = \{2, 1\}$.

关系度 $r = r_1 + r_2 = n$, 满足完全线性化条件, 则将非线性方程完全线性化为

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) = \omega_r - \omega_o, \\ z_2 = L_f h_1(x) = \frac{1}{2H}(T_e - T_m - F\omega_r), \\ z_3 = h_2(x) = R_s i_{sd} + \omega_s(e_d - X_s i_{sq}) - u_{ref}. \end{cases} \quad (17)$$

再将式(17)化成多输入多输出仿射非线性系统的第一标准型

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \frac{dz_2}{dt} = v_1 = \frac{3p}{4H}\left(\frac{de_d}{dt}i_{sd} + \frac{de_q}{dt}i_{sq}\right), \\ \frac{dz_3}{dt} = v_2 = \omega_s \frac{de_d}{dt}. \end{cases} \quad (18)$$

式(18)为一个线性系统, 设定状态调节器为二次型性能指标, 使其达到最小值, 目标是使运行在平衡状态的控制系统的, 在系统受扰偏离原平衡状态时, 通过相应的控制率使系统恢复到原平衡状态附近时所要求的性能

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (z^T Q z + u^T R u) dt. \quad (19)$$

根据线性二次型调节器(LQR)设计原理可知, 其最优解为

$$\begin{cases} v_1^* = -k_1^* z_1 - k_2^* z_2, \\ v_2^* = -k_3^* z_3. \end{cases} \quad (20)$$

$K^* = -R^{-1}B^T P$, K 为最优系数矩阵, R 为权系数矩阵, 选 R 为 $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

P^* 为Riccati方程

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0$$

的解, 这里:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

取权矩阵 Q 为对角矩阵 $Q = \text{diag}\{1, 0, 0\}$, 则可求得

$$P^* = \begin{bmatrix} 1.732 & 1.0 & 0 \\ 1.0 & 1.732 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0 \end{bmatrix},$$

故可得: $k_1^* = 1.0, k_2^* = 1.7321, k_3^* = 1.0$.

再将式(20)代入式(18)得到最优输入控制律为:

$$u_{rd} = \frac{L_r}{L_m i_{sq}} \left(\frac{4H v_1^*}{3p_n} + \frac{1}{T_r} (e_d i_{sd} + e_q i_{sq}) - \omega_{s1} (e_q i_{sd} - e_d i_{sq}) \right) + \frac{i_{sd}}{i_{sq}} u_{rq}, \quad (21)$$

$$u_{rq} = \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{v_2^*}{\omega_s} + \frac{1}{T_r} (e_d + \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq}) - \omega_{s1} e_q \right). \quad (22)$$

3.2 间接空间矢量调制策略(Indirect space vector modulation)

因为矩阵式变换器在理论上可以等效为一个整流器和逆变器的虚拟连接, 所以可以采用间接空间矢量调制策略, 即先分别对“虚拟整流器”和“虚拟逆变器”进行控制, 再将两个过程进行合成, 从而实现正弦输入、输出以及可控的输入功率因数^[11~14].

$$T_{VSR} = m_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (23)$$

$$T_{VSI} = m_v \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o + 30^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

式(23)和(24)分别为输入侧虚拟整流器函数矩阵 T_{VSR} 和输出侧虚拟逆变器函数矩阵 T_{VSI} . 其中: m_c 为输入相电流空间矢量调制系数, m_v 为输出线电压空间矢量调制系数, ω_i 为输入电压频率, ω_o 为输出电压频率, ϕ_i 为输入相电压与相电流之间的相位差, ϕ_o 为输出电压初相位.

在交流励磁系统中, 矩阵变换器输入侧与电网相连, 输出侧与转子连接. 在已并网情况下, 定子电压与电网电压相等.

在默认 m_c 为 1, 并已并网情况下, 由式(23)推导出虚拟直流电压为^[11]

$$u_{pn} = T_{VSR}^T U_s = |u_{s\alpha} + j u_{s\beta}| \cos \phi_i = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \cos \phi_i, \quad (25)$$

式中: U_s 为定子三相相电压, $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 分别为 α, β 轴的定子相电压, 由式(24)推导出矩阵变换器输出线电压电压为

$$U_{rL} = T_{VSI} u_{pn}, \quad (26)$$

式中: U_{rL} 为转子三相线电压. 式(24)中调制系数 m_v , 由下式求得

$$m_v = \frac{2\sqrt{2}u_{rnom}}{\sqrt{3}u_{pn}} \sqrt{u_{r\alpha}^2 + u_{r\beta}^2} \quad (27)$$

式中: u_{rnom} 为转子额定电压, $u_{r\alpha}$ 和 $u_{r\beta}$ 分别为 α 、 β 轴的给定转子相电压.

3.3 控制系统设计(Control system design)

交流励磁系统控制部分主要由非线性控制和矩阵变换器间接矢量控制组成, 其控制框图如图1所示.

其中机械转矩 T_m 和参考电压 u_{ref} 作为系统输入给定信号, 通过非线性最优控制求出相应的输入控制率 u_{rd} 和 u_{rq} , 再经过坐标变换, 得到矩阵变换器逆变侧的输出电压信号 $u_{r\alpha}$ 和 $u_{r\beta}$, 而整流侧的输入电压信号 $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 则由定子三相相电压经坐标变换得到, 输入电流相位差 ϕ_i 为设定值, 最后通过间接空间矢量调制, 输出相应的PWM驱动信号, 实现矩阵变换器交流励磁系统的非线性最优控制.

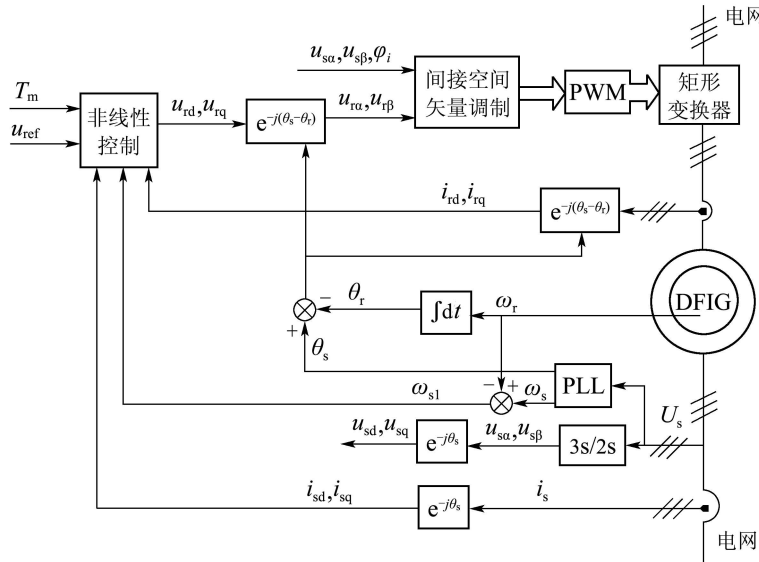


图1 矩阵变换器交流励磁系统非线性最优控制框图

Fig. 1 Nonlinear optimal control of MC-excited system

4 仿真实验及其分析(Simulation and analysis)

为了验证上述控制策略, 本文利用MATLAB 2009b/Simulink, 建立了矩阵变换器交流励磁系统仿真模型, 其电网系统结构如图2所示. 系统是以电压源模拟大电网, 将120kV电压经过两次降压降为575V, 再与风场电网相连; 风场则由矩阵变换器励磁的双馈型发电机组成, 双馈电机定子与矩阵变换器输入侧接电网, 输出侧接双馈电机转子其组成结构如图3所示. 仿真参数设置如下: 双馈电机额定功率 $P_N = 1.5/0.9\text{MW}$, 额定频率 $f_n = 60\text{Hz}$, 定子额定电压 $U_N = 575\text{V}$, 转子额定电压 $U_N = 900\text{V}$, 标么化后的定子电阻 $R_s = 0.023$, 定子电感 $L_s = 0.18$, 转子电阻 $R_r = 0.016$, 转子电感 $L_s = 0.16$, 互感 $L_m = 2.9$. 矩阵变换器的滤波电感 $L = 0.1\text{mH}$, 滤波电容 $C = 50\mu\text{F}$, 设定输入电流相位差 $\phi_i = 0$. 进行对比的PI控制仿真模型主电路与非线性最优控制相同, PI控制参数则分别设定为: 外环 $k_p = 1, k_i = 0.05$; 内环 $k_p = 0.6, k_i = 8$.

文中仿真假定发电机已经并网成功并稳定运

行. 开始风速稳定在15 m/s, 根据最佳风能利用原理发电机转速应控制在1200 r/min.

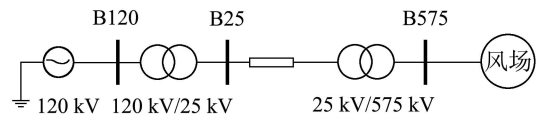


图2 电网系统结构

Fig. 2 Structure of grid system

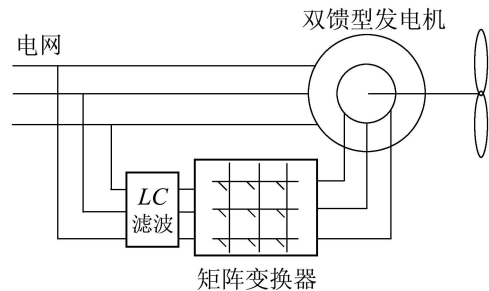


图3 矩阵变换器励磁的双馈型发电机

Fig. 3 MC-excited DFIG

当120kV电网电压分别跌落到70%和50%, 持续时间0.1~0.15 s, 然后恢复原值, 分别采用PI控制和非线性最优控制得到的定子电压和有功功率, 仿真结果如图4~7所示.

由图4和图5得知, 当电网电压从跌落到70%恢复后, 采用非线性最优控制的定子电压、有功功率调节时间分别为0.16 s, 0.19 s. 而相对应PI控制调节时间大于1 s; 而两种控制方法的定子电压和有功功率的超调量接近.

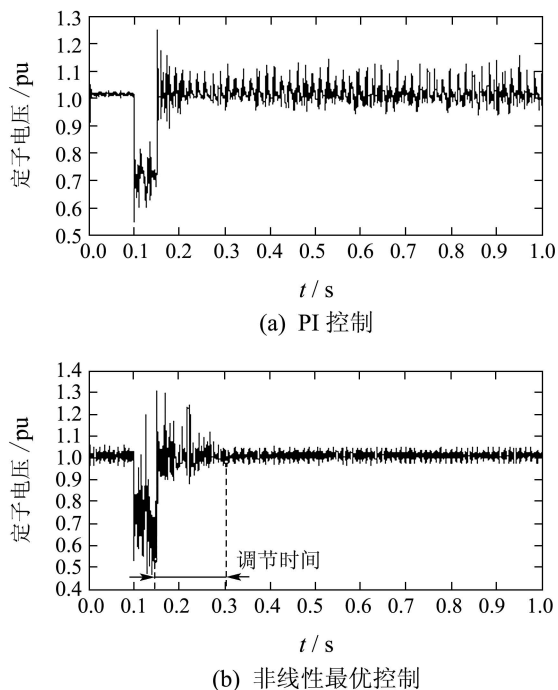


图 4 电网电压跌落到70%时的端电压

Fig. 4 Terminal voltage when grid voltage of 70% dropping

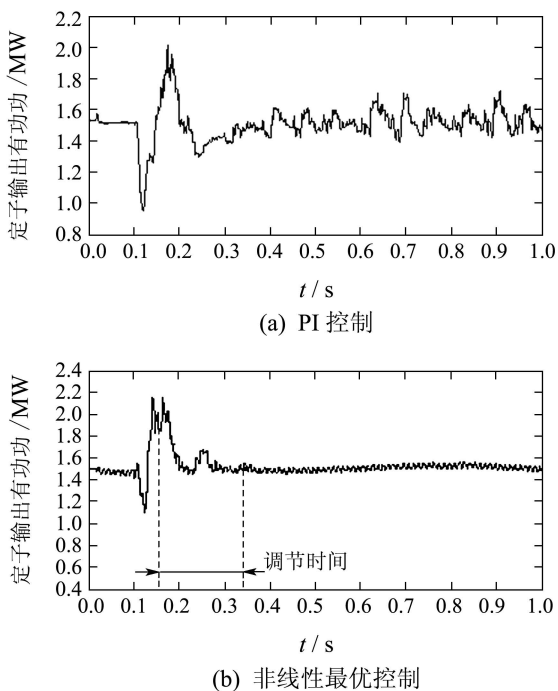


图 5 电网电压跌落到70%时的有功功率

Fig. 5 Active power when grid voltage of 70% dropping

由图6和图7得知, 当电网电压从跌落到50%恢复后, 采用非线性最优控制的定子电压, 有功功率

调节时间分别为0.15 s, 0.22 s, 相对应PI控制调节时间大于1 s. 而两种控制方法的定子电压和有功功率的超调量接近.

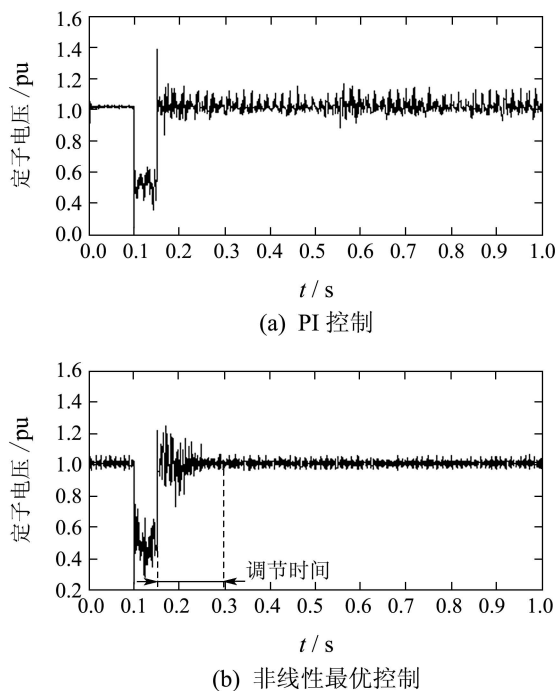


图 6 电网电压跌落到50%时的端电压

Fig. 6 Terminal voltage when grid voltage of 50% dropping

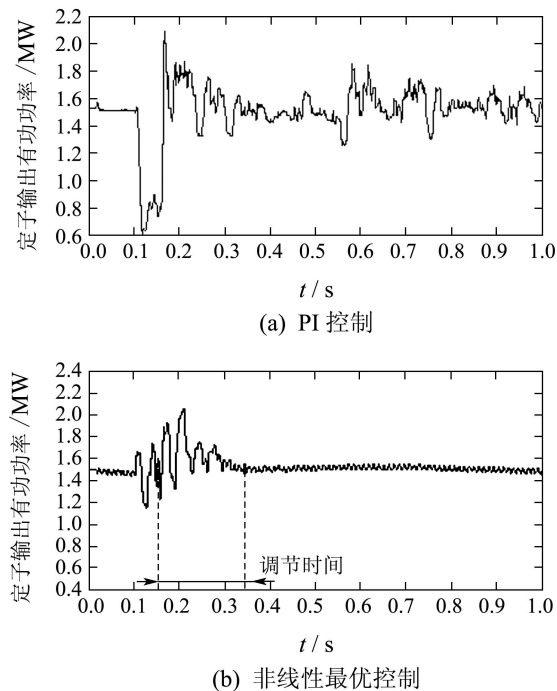


图 7 电网电压跌落到50%时的有功功率

Fig. 7 Active power when grid voltage of 50% dropping

以上分析可知, 当电网电压分别跌落到70%和50%时, 非线性最优控制的调节时间均要小于PI控制.

5 结论(Conclusion)

针对双馈电机的动态模型具有非线性, 强耦合特性, 文中提出了矩阵变换器交流励磁系统非线性最优控制策略. 仿真实验结果表明, 在电网电压大扰动的情况下, 非线性最优控制比PI控制具有更短的调节时间.

参考文献(References):

- [1] 宋平岗. 变速风力发电系统变流与优化控制研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2006.
(SONG Pinggang. *Research on power conversion and optimal control of variable speed wind power generation system*[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2006.)
- [2] 杨淑英. 双馈型风力发电变流器及其控制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.
(YANG Shuying. *Double-fed wind power converter and its control*[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2007.)
- [3] 黄科元, 贺益康, 卞松江. 矩阵变换器交流励磁的变速恒频风力发电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 100 – 105.
(HUANG Keyuan, HE Yikang, BIAN Songjiang. Investigation of a matrix converter-excited variable-speed constant-frequency wind-power generation system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2002, 22(11): 100 – 105.)
- [4] 张华强, 王新生, 徐殿国. 矩阵变换器在变速恒频风力发电中的应用研究[J]. 电子器件, 2006, 29(3): 859 – 863.
(ZHANG Huaqiang, WANG Xinsheng, XU Dianguo. Research of variable-speed constant-frequency wind-power based on matrix converter[J]. *Chinese Journal of Electronic Devices*, 2006, 29(3): 859 – 863.)
- [5] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚. 基于状态反馈精确线性化Buck变换器的最优控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 1 – 5.
(SHUAI Dingxin, XIE Yunxiang, WANG Xiaogang. Optimal control of buck converter by state feedback linearization[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(33): 1 – 5.)
- [6] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚, 等. Boost变换器非线性电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 15 – 21.
(SHUAI Dingxin, XIE Yunxiang, WANG Xiaogang, et al. Nonlinear current control method for boost converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(15): 15 – 21.)
- [7] 陈思哲, 吴捷, 姚国兴, 等. 基于微分几何的风力发电机组恒功率控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 336 – 340.
(CHEN Sizhe, WU Jie, YAO Guoxing, et al. Power limitation control of wind turbine system based on differential geometry theory[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(2): 336 – 340.)
- [8] WU Feng, ZHANG Xiao Ping, JU Ping, et al. Decentralized nonlinear control of wind turbine with doubly fed induction generator[J]. *IEEE Transactions on Power System*, 2008, 23(2): 613 – 621.
- [9] 卢强, 梅生伟, 孙元章. 电力系统非线性控制(第二版)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 1 – 190.
(LU Qiang, MEI Shengwei, SUN Yuanzhang. *Power Systemnon-linear Control(Second Edition)*[M]. Beijing: China Machine Press, 2008: 1 – 190.)
- [10] EKANAYAKE J B, HOLDSWORTH L, JENKINS N. Comparison of 5th order and 3rd order machine models for doubly fed induction generator(DFIG) wind turbines[J]. *Electric Power Systems Research*, 2003, 67(3), 207 – 215.
- [11] 孙凯, 周大宁, 梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 1 – 64.
(SUN Kai, ZHOU Daning, MEI Yang. *Matrix Converter Technology and Its Application*[M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 1 – 64.)
- [12] 陈希有, 陈学允. 矩阵电力变换器的无功功率分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(11): 5 – 9.
(CHEN xiyou, CHEN xueyun. The analysis of reactive power for matrix converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 1999, 19(11): 5 – 9.)
- [13] 邓文浪, 杨欣荣. 无功功率可控的双级矩阵变换器空间矢量调制策略[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(18): 33 – 38.
(DENG Wenlang, YANG Xinrong. Space vector modulation of two-stage matrix converter for the control of reactive power[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2005, 29(18): 33 – 38.)
- [14] 李辉, 阳春华, 邓文浪, 等. 矩阵变换器励磁的双馈型发电机软并网控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 75 – 79.
(LI Hui, YANG Chunhua, DENG Wenlang, et al. Soft cutting-in control of DFIG based on matrix-converter-excitation system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(15): 75 – 79.)

作者简介:

李辉 (1974—), 男, 工程师, 博士研究生, 目前研究方向为风力发电变流技术和电力系统优化控制, E-mail: lihui7402@126.com;

阳春华 (1965—), 女, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为智能自动化控制系统与装置、复杂对象建模与优化控制, E-mail: ychh@mail.csu.edu.cn, 通讯作者;

邓文浪 (1970—), 女, 教授, 硕士生导师, 目前研究方向为电力电子技术及控制, E-mail: dengwenlang@sohu.com.