

双馈风力发电机网侧变流器的 PCHD 建模与 IDA-PB 控制

任佳佳, 王建贇, 胡应宏, 纪延超

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 对双馈风力发电机网侧变流器进行了建模, 提出了网侧变流器降阶的端口受控耗散哈密顿(PCHD)模型。针对网侧变流器存在的非线性, 在其降阶 PCHD 模型的基础上设计了相应的系统互联与阻尼分配无源性(IDA-PB)控制算法, 并进一步提出了能量成型阻尼注入的无源性控制改进策略。通过对所提出的控制策略进行仿真分析和实验验证, 表明网侧变流器交流侧能够得到更好的电流特性, 减少了变流器到达稳定所需的时间并改善了动态特性, 从而提高了系统的稳定性和稳态精度。

关键词: 风电; 变流器; 端口受控耗散哈密顿系统; 系统互联与阻尼分配无源性控制; 能量成型控制

中图分类号: TM 614; TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.04.019

0 引言

双馈风力发电机组中网侧变流器通常采用一个三相电压型 PWM 变流器, 可实现四象限运行, 具有能量双向流动、网侧电流谐波小、功率因数可控等优点^[1-4]。网侧变流器为转子侧功率双向流动提供通路的同时, 为机侧变流器提供恒定直流侧母线电压^[5-6]。在针对双馈风机系统的控制中, 大都采取基于局部线性化模型的线性控制, 传统的线性控制方法由于其控制策略设计结构简单、闭环控制具有一定的鲁棒性, 因此在实际应用中得到了广泛应用, 但其缺点在于难以得到很好的动态响应^[7-8]。而风力发电系统是一个具有多变量、强耦合、不确定的强非线性复杂系统, 并且系统平衡点会随着风速变化而变化, 在实际情况下很难保证系统正常运行, 当风机偏离平衡点时控制器性能会降低, 甚至导致系统不稳定运行。因此, 非线性控制在风力发电系统中的研究和应用成为目前研究的热点, 主要包括无源性控制、输入输出反馈线性化、滑模控制等^[9]。

无源性控制理论是非线性系统控制和稳定性分析的重要方法, 系统无源性的物理背景与 Lyapunov 函数密切相关, 是从系统的能量属性来研究系统的控制问题, 使无源性控制理论在非线性和非线性系统控制器设计中得到了广泛应用^[10-11]。端口受控耗散哈密顿(PCHD)建模是一种描述系统能量特性的建模方法, 能明显反映系统的物理结构特征, 且系统能量函数可作为 Lyapunov 函数对系统整体控制策略进行设计和稳定性分析。文献[12-13]中首先提出了哈密顿(Hamiltonian)系统的互联与阻尼分配的无源性(IDA-

PB)控制方法并研究了该方法的稳定性, IDA-PB 控制是一种基于 PCHD 系统模型的无源性控制方法; 文献[14]中将能量成型和无源性控制方法应用于 RLC 电路, 并扩展到电力电子和电机驱动领域; 文献[15]中根据系统 IDA-PB 控制, 提出基于阻尼注入方式的三相电压型 PWM 变流器; 文献[16-17]中提出了基于状态空间平均模型单相 PWM 变流器的 IDA-PB 控制策略。双馈风力发电系统网侧变流器的 PCHD 模型建立在其基本数学模型基础之上, 使得模型具有更清晰的物理意义, 为双馈风力发电机基于无源性理论的能量成型控制策略设计奠定了基础。

本文首先根据双馈风力发电机网侧变流器拓扑结构, 通过三相静止 abc 坐标系到 $dq0$ 旋转坐标系的坐标变化, 给出网侧 PWM 变流器在 $dq0$ 旋转坐标系下的基本数学模型。因系统的坐标变换不会影响系统 Hamiltonian 结构模型和系统的稳定性, 因此本文通过 Hamiltonian 方程对变流器进行建模, 提出了网侧变流器的降阶 PCHD 模型及相应的 IDA-PB 控制策略。对其算法进行分析之后, 提出了基于能量成型阻尼注入的无源性控制改进策略, 并对其进行了仿真分析和实验验证。通过仿真和实验结果可知, 采用该能量成型阻尼注入的 IDA-PB 控制策略, 可以使得系统具有良好的动态和稳态特性。

1 网侧变流器的 PCHD 建模

PCHD 建模理论主要针对具有独立储能原件的多参数物理系统建模领域, 它可以更好地实现系统的动态描述和更清晰地表达系统的能量函数。Hamiltonian 方程为:

$$P: \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \end{cases} \quad (1)$$

其中, \mathbf{x} 为系统能量变量; $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 为系统内联结构

收稿日期: 2013-09-03; 修回日期: 2014-02-19

基金项目: 国际科技合作计划项目(2010RR0002); 黑龙江省科技厅项目(01314025)

Project supported by the International Technology Cooperation Plan(2010RR0002) and the Project of Heilongjiang Province Technology Department(01314025)

矩阵,且 $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 为反对称矩阵; $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 为系统阻性矩阵且大于等于 0; $H(\mathbf{x})$ 为系统能量函数,即 Hamiltonian 函数; \mathbf{u}, \mathbf{y} 分别为系统输入、输出端口变量,二者为共轭变量。

只有将双馈风力发电机网侧变流器系统转换为 PCHD 系统,才能更好地利用无源性理论对其进行分析和控制。而 PCHD 系统的实现本质上就是在原有数学模型的基础上,寻找相匹配的系统端口变量、结构矩阵和对应的 Hamiltonian 能量函数,下面给出网侧变流器系统的 PCHD 实现过程。

网侧变流器通常采用一个三相电压型 PWM 变流器,其拓扑结构如图 1 所示。

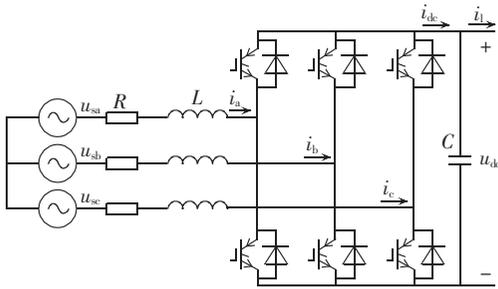


图 1 网侧变流器拓扑结构

Fig.1 Topology of grid-side converter

根据基尔霍夫电压定律可以得到网侧 PWM 变流器在三相静止坐标系下的数学模型如式(2)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{u_{sa}}{L} - \frac{u_a}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{u_{sb}}{L} - \frac{u_b}{L} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{u_{sc}}{L} - \frac{u_c}{L} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc} - i_l}{C} \end{cases} \quad (2)$$

其中, u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 为电网电压; u_a, u_b, u_c 为网侧变流器输出电压; u_{dc} 为直流侧电容母线电压; i_a, i_b, i_c 为网侧变流器交流侧输入电流; i_{dc} 为变流器直流侧电容电流; i_l 为负载电流; L 为线路电感; R 为线路电阻。综上可看出网侧变流器是一个多变量、非线性、强耦合系统。

在三相对称静止 abc 坐标系下,网侧变流器均为时变交流量,不利于控制系统设计,因此将其静止坐标系下的各个变量进行同步旋转 $dq0$ 坐标变化,可以得到 $dq0$ 坐标系下的网侧变流器数学模型如式(3)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{u_d}{L} + \frac{u_{sd}}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{u_{sq}}{L} \\ \frac{di_0}{dt} = -\frac{R}{L}i_0 - \frac{u_0}{L} + \frac{u_{s0}}{L} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc} - i_l}{C} + \frac{1}{C} \sum_{j=d,q} i_j u_j \end{cases} \quad (3)$$

其中, ω 为电网同步角频率, u_{sd}, u_{sq} 分别为电网电压的 d 轴、 q 轴分量; u_d, u_q 分别为网侧变流器输出电压的 d 轴、 q 轴分量; u_0, u_{s0} 分别为网侧变流器输出电压和电网电压的 0 轴分量。由于网侧变流器直流侧电容电压由 i_d, i_q 控制,故可以略去方程组的最后一项,即数学模型可降阶为式(4)所示:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{u_d}{L} + \frac{u_{sd}}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{u_{sq}}{L} \\ \frac{di_0}{dt} = -\frac{R}{L}i_0 - \frac{u_0}{L} + \frac{u_{s0}}{L} \end{cases} \quad (4)$$

三相对称系统中零序电压为零,网侧变流器数学模型可以进一步降阶为二阶系统,如式(5)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{u_d}{L} + \frac{u_{sd}}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{u_{sq}}{L} \end{cases} \quad (5)$$

令 $x_1 = Li_d, x_2 = Li_q$, 即选取线路电感上的 d, q 轴磁链为网侧变流器的能量变量,则系统总能量函数为电感上存储电磁能 $H(x_1, x_2) = \frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L}$, 则式(5)可变换为 PCHD 系统的表达式,如式(6)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{cases} = \left(\begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \right) \begin{cases} \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial x_2} \end{cases} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{cases} u_d - u_{sd} \\ u_q - u_{sq} \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)改写为如式(1)的标准 Hamiltonian 方程,可得: $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix},$

$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d - u_{sd} \\ u_q - u_{sq} \end{bmatrix}$ 。结构矩阵 $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 代表线路电感在 dq 坐标系下电磁能的转换关系; $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 是正定的,代表网侧变流器子系统的阻性结构矩阵; $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 为二维单位矩阵,代表系统与外界的交互结构矩阵; 输出 \mathbf{y} 为网侧变流器交流侧输入电流的 d 轴、 q 轴分量。

2 网侧变流器降阶 PCHD 模型的 IDA-PB 控制

2.1 IDA-PB 控制原理分析

考虑将上述网侧变流器的 PCHD 系统和另一受控耗散 Hamiltonian 系统进行互联,控制器设计的目标是通过配置连接矩阵,加入阻尼矩阵改变系统原来的能量函数,从而使系统具有如式(7)所示的闭环结构。

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}_d(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (7)$$

由 IDA-PB 控制定理可知,若使闭环系统稳定,则需找到使系统满足式(8)结构形式的 $\mathbf{K}(\mathbf{x})$,即如下偏微分方程可解:

$$\begin{aligned} & (\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x}))\mathbf{K}(\mathbf{x}) + \\ & (\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x}))\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\mathbf{K}(\mathbf{x}) = [k_1(\mathbf{x}) \quad k_2(\mathbf{x})]^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial x_2} \end{bmatrix}^T$$

在自然阻尼条件下, $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = 0$ 且 $\mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = 0$, 根据式(8)可以得到式(9)。

$$\begin{aligned} & \left(\begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} k_1(\mathbf{x}) \\ k_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d - u_{sd} \\ u_q - u_{sq} \end{bmatrix} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

求解式(9),可以得到控制规律如式(10)所示。

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + \omega L k_2(\mathbf{x}) - R k_1(\mathbf{x}) \\ u_q = u_{sq} - \omega L k_1(\mathbf{x}) - R k_2(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (10)$$

根据可积性有 $\frac{\partial k_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} = \frac{\partial k_2(\mathbf{x})}{\partial x_1}$, 所以 $k_1(\mathbf{x}) =$

$k_1(x_1), k_2(\mathbf{x}) = k_2(x_2)$ 。为了实现在平衡点 $H_d(\mathbf{x})$ 有极值, 根据 $\frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = 0$ 可以得到式(11)。

$$\begin{cases} \frac{x_1^*}{L} + k_1(x_1^*) = 0 \\ \frac{x_2^*}{L} + k_2(x_2^*) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

由于有功功率只是为了补偿寄生电阻等的消耗, PWM 变流器本身不消耗有功功率, 所以有 $\frac{3}{2}U_m \frac{x_1^*}{L} = \frac{3}{2}R(x_1^* + x_2^*)^2/L^2$, 由于无功电流 $x_2^* \gg x_1^*$, 所以得到平衡点有功电流参考 $\frac{3}{2}U_m \frac{x_1^*}{L} \approx \frac{3}{2}R\left(\frac{x_2^*}{L}\right)^2, x_2^* = LI_{qref}$, 代入式(11)可以求得 $\mathbf{K}(\mathbf{x})$ 的表达式如式(12)所示。

$$\begin{cases} k_1 = -\frac{R I_{qref}^2}{U_m} + \alpha \left(x_1 - \frac{L R I_{qref}^2}{U_m} \right) \\ k_2 = -I_{qref} + \beta (x_2 - L I_{qref}) \end{cases} \quad (12)$$

因此可以由 k_1, k_2 确定 $H_a(\mathbf{x})$ 及系统总能量 $H_d(\mathbf{x})$

如式(13)所示。

$$\begin{cases} H_a(\mathbf{x}) = -\frac{R I_{qref}^2}{U_m} x_1 + \frac{1}{2} \alpha x_1 \left(x_1 - \frac{2 L R I_{qref}^2}{U_m} \right) - \\ \quad x_2 I_{qref} + \frac{1}{2} \beta x_2 (x_2 - 2 L I_{qref}) \\ H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}) = \frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L} - \frac{R I_{qref}^2}{U_m} x_1 + \frac{1}{2} \alpha x_1 \times \\ \quad \left(x_1 - \frac{2 L R I_{qref}^2}{U_m} \right) - x_2 I_{qref} + \frac{1}{2} \beta x_2 (x_2 - 2 L I_{qref}) \end{cases} \quad (13)$$

根据 IDA-PB 的稳定性要求, 由式(13)可以得到

$\frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} = \begin{bmatrix} 1/L + \alpha & 0 \\ 0 & 1/L + \beta \end{bmatrix}$, 所以 $\frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2}$ 是正定的, 系统是 Lyapunov 稳定的。

将 k_1, k_2 代入式(10)求得控制规律如式(14)所示。

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + [-I_{qref} + \beta(x_2 - L I_{qref})] \omega L - \\ \quad R \left[-\frac{R I_{qref}^2}{L^2 U_m} + \alpha \left(x_1 - \frac{R I_{qref}^2}{L U_m} \right) \right] \\ u_q = u_{sq} - \omega L \left[-\frac{R I_{qref}^2}{L^2 U_m} + \alpha \left(x_1 - \frac{R I_{qref}^2}{L U_m} \right) \right] - \\ \quad [-I_{qref} + \beta(x_2 - L I_{qref})] R \end{cases} \quad (14)$$

2.2 IDA-PB 控制仿真分析

根据式(14)所示的控制规律, 可以得到基于 PCHD 系统自然阻尼的网侧三相 PWM 变流器 IDA-PB 控制示意图如图 2 所示, 其中有功电流参考值通过直流侧电容电压测量值与其参考值之差进行比较作 PI 控制得到。

网侧变流器以三相电压型 PWM 变流器为例, 本文对其进行了仿真分析来验证所提出的直流侧母线电容电压平衡控制方法。仿真参数为: 系统电压 220 V, 直流侧电容容值 470 μF , 采用载波移相调制, 目标直流侧电压为 750 V。控制器在仿真开始 1 个周期后开始控制, 其仿真波形如图 3 所示。

当 0~0.3 s 内网侧变流器交流侧补偿电流为 10 A 时, 交流侧进线电流波形和直流侧母线电压波形分别如图 3(a)和图 3(b)所示; 0.2~0.5 s 内当网侧变流器交流侧补偿电流从 10 A 阶跃到 20 A 时, 交流侧进线电流波形和直流侧母线电压波形分别如图 3(c)

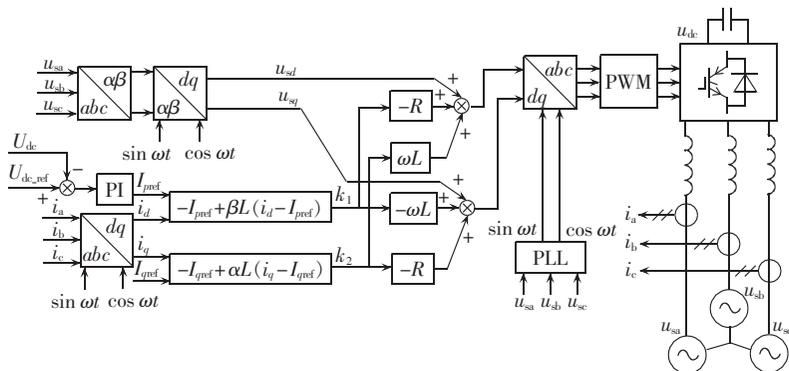


图 2 网侧变流器 IDA-PB 控制示意图
Fig.2 IDA-PB control of grid-side converter

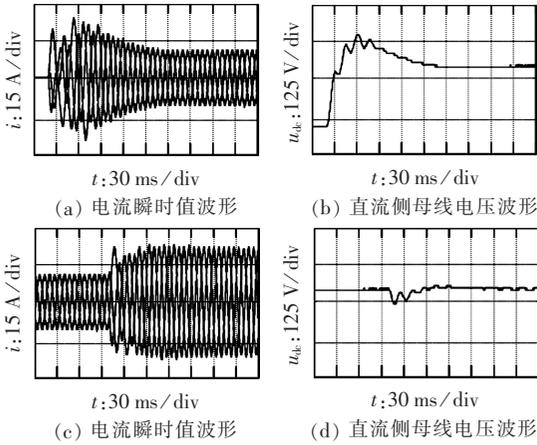


图 3 网侧变流器 IDA-PB 控制仿真波形
Fig.3 Simulative waveforms of grid-side converter IDA-PB control

和图 3(d)所示。从仿真波形可以看出,通过能量成型的 IDA-PB 无源性控制能够得到很好的补偿电流,但由于没有注入阻尼,达到稳定所需的时间较长,而且在动态过程中直流侧母线电容电压和补偿电流均出现了一些波动。

3 网侧变流器降阶 PCHD 模型的阻尼注入无源性控制

3.1 阻尼注入改进 IDA-PB 控制原理分析

能量成型没有注入阻尼,使得系统的动态响应变慢,为使能量函数较快收敛到平衡点,必须注入适当阻尼,令 $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$, $\mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = \text{diag}(R_{a1}, R_{a2})$, 根据式(8)可以得到注入阻尼条件下的表达式如式(15)所示。

$$(\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x}))\mathbf{K}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x}) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{g}\mathbf{u} = \mathbf{0} \quad (15)$$

所以可以得到控制规律如式(16)所示。

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + \omega L k_2(\mathbf{x}) - (R + R_{a1})k_1(\mathbf{x}) - R_{a1} \frac{x_1}{L} \\ u_q = u_{sq} - \omega L k_1(\mathbf{x}) - (R + R_{a2})k_2(\mathbf{x}) - R_{a2} \frac{x_2}{L} \end{cases} \quad (16)$$

根据可积性有 $\frac{\partial k_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} = \frac{\partial k_2(\mathbf{x})}{\partial x_1}$, 所以 $k_1(\mathbf{x}) = k_1(x_1)$, $k_2(\mathbf{x}) = k_2(x_2)$, 利用平衡点 $x_1^* = LI_{pref}$, $x_2^* = LI_{qref}$,

同理可以求得 $k_1(\mathbf{x})$ 、 $k_2(\mathbf{x})$ 的一组,代入可得到注入阻尼后的控制规律为式(17)。

$$\begin{cases} k_1 = -I_{pref} + \alpha(x_1 - LI_{pref}) \\ k_2 = -I_{qref} + \beta(x_2 - LI_{qref}) \end{cases} \quad (17)$$

注入阻尼后控制器的能量函数和系统总能量函数如式(18)所示。

$$\begin{cases} H_a(\mathbf{x}) = -I_{pref}x_1 + \frac{1}{2}\alpha x_1(x_1 - 2LI_{pref}) - x_2 I_{qref} + \frac{1}{2}\beta x_2(x_2 - 2LI_{qref}) \\ H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}) = \frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L} - I_{pref}x_1 + \frac{1}{2}\alpha x_1(x_1 - 2LI_{pref}) - x_2 I_{qref} + \frac{1}{2}\beta x_2(x_2 - 2LI_{qref}) \end{cases} \quad (18)$$

根据 IDA-PB 的稳定性要求,由式(17)可以得到

$$\left. \frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} + \alpha & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} + \beta \end{bmatrix}$$

是正定的,所以系统是 Lyapunov 稳定的。

将 k_1, k_2 代入控制变量表达式(16),得到阻尼注入条件下的控制变量如式(19)所示。

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + \omega L [-I_{qref} + \beta(x_2 - LI_{qref})] - (R + R_{a1})[-I_{pref} + \alpha(x_1 - LI_{pref})] - R_{a1} \frac{x_1}{L} \\ u_q = u_{sq} - \omega L [-I_{pref} + \alpha(x_1 - LI_{pref})] - (R + R_{a2})[-I_{qref} + \beta(x_2 - LI_{qref})] - R_{a2} \frac{x_2}{L} \end{cases} \quad (19)$$

3.2 阻尼注入改进 IDA-PB 控制仿真分析

按照上述控制规律可以得到基于 PCHD 模型的网侧变流器系统的阻尼注入 IDA-PB 控制原理图如图 4 所示。对本节所提出的能量成型阻尼注入无源性控制方式进行仿真研究,其仿真波形如图 5 所示。

当 0~0.3 s 内网侧变流器交流侧补偿电流为 10 A 时,交流侧进线电流和直流侧母线电压波形分别如图 5(a)和图 5(b)所示;当 0.2~0.5 s 内网侧变流器交流侧补偿电流从 10 A 阶跃到 20 A 时,交流侧进线电流和直流侧母线电压波形分别如图 5(c)和图 5(d)所示。从仿真波形可以看出,通过能量成型注入阻尼,系统达到稳定所需的时间和动态特性均得到了很

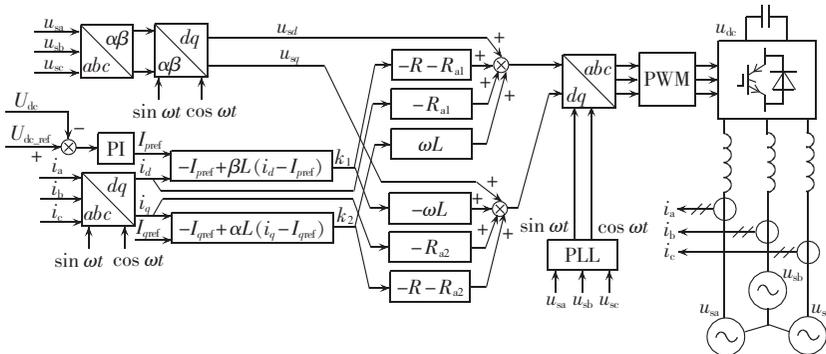


图 4 阻尼注入的网侧变流器 IDA-PB 控制示意图
Fig.4 Grid-side converter IDA-PB control with damp injecting

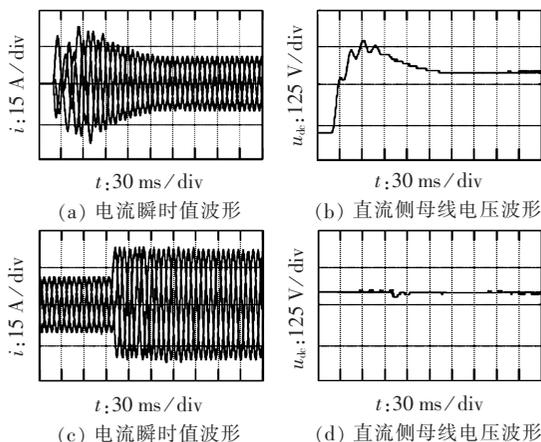


图 5 阻尼注入的网侧变流器 IDA-PB 控制仿真波形
Fig.5 Simulative waveforms of grid-side converter IDA-PB control with damp injecting

好的改善。

3.3 实验验证

本文搭建了小功率实验样机来对所提出的基于 PCHD 模型的网侧变流器系统的阻尼注入改进 IDA-PB 控制策略进行实验验证,并对实验结果进行了分析。所搭建的样机选用赛米控公司 SKM75GB124D 型 IGBT 模块作为开关器件,系统电压 220 V,直流侧电容容值 470 μF ,目标直流侧电压为 750 V,三相 PWM 变流器直流侧带电阻负载模拟风机侧变流器所需功率。

当补偿电流从 0 A 阶跃至 10 A 时,所检测到的网侧变流器交流侧进线电流动态响应波形图如图 6 所示,由于阶跃电流较小,瞬时电流对直流侧电容电压造成的不平衡较小,因此对电流质量影响较小。

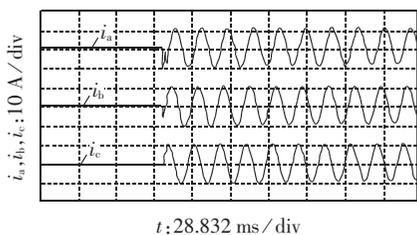


图 6 网侧变流器电流动态响应波形图(0~10 A 阶跃)
Fig.6 Dynamic response of grid-side converter to current step change(0~10 A)

当补偿电流从 10 A 阶跃至 20 A 时,所检测到的网侧变流器进线电流动态响应波形图如图 7 所示。

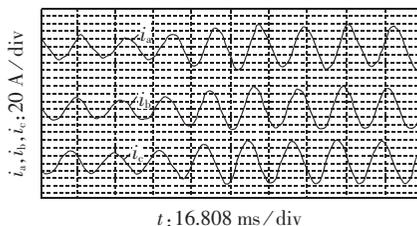


图 7 网侧变流器电流动态响应波形图(10~20 A 阶跃)
Fig.7 Dynamic response of grid-side converter to current step change(10~20 A)

由图 6 和图 7 可以看出动态响应时间小于 10 ms,具有良好的电流质量和动态跟踪特性,能够满足无功功率变化快、高动态特性要求的场合。综上可得,本文提出的基于 PCHD 模型的网侧变流器系统的阻尼注入改进 IDA-PB 控制策略方法正确,具有一定的应用价值。

4 结论

本文在双馈风力发电机网侧 PWM 变流器平均建模的基础上提出了其降阶的 PCHD 模型,避免了因阶数高导致在 IDA-PB 设计过程中求解偏微分方程困难的问题。针对变流器非线性特点,提出了相应的 IDA-PB 控制策略;此基础上提出了通过能量成型注入阻尼的 IDA-PB 改进控制策略,系统达到稳定所需的时间和动态特性均得到改善,并提高了系统的稳态精度。

参考文献:

- [1] 孙国霞,李啸隼,蔡义明. 大型变速恒频风电系统的建模与仿真[J]. 电力自动化设备,2007,27(10):69-72.
SUN Guoxia,LI Xiacong,CAI Yiming. Modeling and simulation of variable-speed wind generator system with large capacity[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(10):69-72.
- [2] 李国庆,王鹤,李鸿鹏. 微电网中双馈感应风力发电系统控制方法研究[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):1-7.
LI Guoqing,WANG He,LI Hongpeng. Control strategy for DFIG-based wind farm in microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):1-7.
- [3] 伍小杰,柴建云,王祥珩. 变速恒频双馈风力机交流励磁综述[J]. 电力系统自动化,2004,28(23):92-96.
WU Xiaojie,CHAI Jianyun,WANG Xiangheng. Overview of AC excitation for variable speed constant frequency double fed wind power generator systems[J]. Automation of Electric Power Systems,2004,28(23):92-96.
- [4] 袁晓冬,邱志鹏,李群,等. 双馈型风电机组网侧换流器无功功率调节控制策略[J]. 电力自动化设备,2011,31(8):16-19.
YUAN Xiaodong,QIU Zhipeng,LI Qun,et al. Reactive power regulation strategy for grid-side converter of doubly-fed induction generator in wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(8):16-19.
- [5] 马宏伟,李永东,郑泽东,等. 一种 PWM 整流器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(11):21-25.
MA Hongwei,LI Yongdong,ZHENG Zedong,et al. Model predictive control of PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(11):21-25.
- [6] 韩璐,肖建,向伟铭,等. 考虑系统延时的三相 APF 切换系统建模与 H_∞ 控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(12):39-44.
HAN Lu,XIAO Jian,XIANG Weiming,et al. Switching system modeling and H_∞ control of three-phase APF with time-delay[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(12):39-44.
- [7] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(8):5-15.
ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang,et al. Overview of

- multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(8):5-15.
- [8] KAZMIEROWSKI M P, MALESANI L. Current control techniques for three phase voltage source PWM converter; a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5):691-703.
- [9] 汤赐. 配电网静止同步补偿器的非线性控制方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3):18-22.
- TANG Ci. Nonlinear control method of DSTATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3):18-22.
- [10] 王久和. 无源控制理论及其应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2010:97-103.
- [11] 林飞, 刘晓敏, 郑琼林. 基于无源化的感应电机能量最优控制[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(1):28-30.
- LIN Fei, LIU Xiaomin, ZHENG Qionglin. Energy optimized control of induction motors based on passivity theory[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(1):28-30.
- [12] ORTEGA R, van der SCHAFT A, MASCHKE B, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica, 2002, 38:585-596.
- [13] JELTSEMA D, ORTEGA R, SCHERPEN J M A. An energy-balancing perspective of interconnection and damping assignment control of nonlinear systems[J]. Automatica, 2004, 40:1643-1646.
- [14] ORTEGA R, JELTSEMA D, SCHERPEN J M A. Power shaping: a new paradigm for stabilization of nonlinear RLC circuits[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48(10):1762-1767.
- [15] 张晓华, 张卫杰. 三相电压型 PWM 变流器的 IDA-PB 控制[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3):122-127.
- ZHANG Xiaohua, ZHANG Weijie. IDA-PB control for three-phase PWM voltage source rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3):122-127.
- [16] CARLES B, ARNAU D C, ENRIC F. IDA-PBC controller for a bidirectional power flow full-bridge rectifier[C]//Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control. Seville, Spain: IEEE Press, 2005:422-425.
- [17] CARLES B, ENRIC F, ROBERT G. Robust controller for full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2005, 52(3):609-612.

作者简介:



任佳佳

任佳佳(1985-),女,山西吕梁人,博士研究生,研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用、风力发电技术(E-mail:jjr_facts@163.com);

王建贇(1972-),男,黑龙江齐齐哈尔人,研究员,研究方向为电能质量分析及控制;

胡应宏(1981-),男,四川眉山人,博士研究生,研究方向为柔性交流输电系统;

纪延超(1962-),男,河南洛阳人,教授,博士研究生导师,研究方向为 FACTS、无功功率补偿、电力电子技术在电力系统中的应用。

PCHD modeling and IDA-PB control of grid-side converter in doubly-fed wind generation system

REN Jiajia, WANG Jianze, HU Yinghong, JI Yanchao

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The model of grid-side converter in doubly-fed wind generation system is built and an order-reduced PCHD (Port-Controlled Hamiltonian with Dissipation) system is proposed, based on which, the corresponding IDA-PB (Interconnection and Damping Assignment-Passivity Based) control method is designed according to its nonlinearity and an improved control strategy of energy-shaping and damp injecting is further proposed. Simulative and experimental results show that, AC-side current characteristics of grid-side converter are enhanced, the time needed for stabilizing the converter current is decreased and its dynamic performance is improved, resulting in better system stability and steady-state precision.

Key words: wind power; electric converters; PCHD system; IDA-PB control; energy-shaping control