

基于小干扰稳定的双馈感应电机电磁模型降阶分析

张宝群, 张伯明, 吴文传

(清华大学电机系电力系统国家重点实验室, 北京市 100084)

摘要: 研究了适用于小干扰稳定分析的双馈感应电机的降阶模型。首先, 建立描述双馈感应电机电磁过程的 8 阶详细模型; 以此为基础, 根据双馈感应电机各个物理量的衰减快慢关系提出了保留锁相环动态的简化 2 阶模型, 并分析了影响该模型稳定性的因素; 最后, 采用李雅普诺夫稳定性判别法, 通过算例比较了 2 阶模型与详细模型以及依据传统方法提出的 6 阶模型的小干扰稳定边界。结果表明: 与 6 阶模型相比, 文中提出的 2 阶模型的稳定边界更符合 8 阶详细模型对系统稳定性的描述。

关键词: 风力发电; 双馈感应电机; 定子磁链暂态; 锁相环; 简化模型; 小干扰稳定性

0 引言

双馈感应电机采用矢量控制策略, 分别控制转子的 d 轴、 q 轴电流, 以实现发电机输出的有功和无功控制。常用的控制策略可以分为定子电压定向、定子磁链定向和气隙磁链定向等。其中, 由于采用气隙磁链定向方法的风力发电机所输出的有功、无功未完全解耦, 因此在工业上应用较少^[1]。定子磁链定向理论上可以实现双馈发电机的完全解耦控制, 但是它的前提是能准确观测定子磁链的频率和相位。由于准确的磁链观测算法很复杂, 常用的方法一般采用忽略定子电阻的模型。这种方法在本质上与定子电压定向控制方法一致。因此, 工业界常见的风力发电机均采用定子电压定向控制方法。本文研究的重点是基于定子电压定向控制的双馈感应电机。

风电机组的运行和控制技术已有较多的研究和应用^[2-3], 但是大容量风电场接入电力系统后对电力系统小干扰稳定的影响, 还缺乏系统和深入的研究。文献[4]认为双馈感应电机是一种异步发电机, 所以它不存在功角稳定问题; 对接入风电后的典型测试系统, 改变风力发电机出力, 认为随着风电比例的增大, 区域间振荡模式的阻尼会随之增强^[5]; 文献[6-7]采用普通异步风力发电机模型, 认为接入风电场后, 与风电场强相关的振荡模式阻尼特性很好, 对原有的振荡模式没有影响。文献[4-7]采用的风力发电机模型的共性是忽略了定子磁链暂态过程。另外, 有一些学者对双馈感应电机的模型进行了初步

的分析。例如, 文献[8-9]中比较了双馈感应电机的详细模型和忽略定子磁链暂态过程的降阶模型, 并初步分析了定子磁链暂态过程对小干扰稳定的影响情况。

综上所述, 目前国内外对风电接入系统小干扰稳定方面的研究工作已有不少成果, 但是对于研究小干扰时风力发电机应该采用的具体模型还缺乏深入的研究。为此, 本文深入分析了目前风电场中的常用风力发电机——基于定子电压定向控制的双馈感应电机, 对小干扰稳定时所采用的模型进行了初步的探讨。

1 双馈感应电机的模型分析

1.1 详细模型

1996 年, Pena 等人对双馈感应电机的模型作了较详细的描述^[10], 双馈感应电机的接线方案如附录 A 图 A1 所示。双馈感应电机是通过转子电流上施加交流励磁实现控制的, 所以本文选取定子磁链及转子电流作为状态变量。文献[11]详细分析了双馈感应电机的时间常数, 将双馈感应电机分为机械和电磁 2 部分, 认为电磁部分的衰减时间常数远小于机械部分的衰减时间常数, 所以本文不考虑双馈感应电机的轴系模型及桨距角模型。依据电动机惯例, 双馈感应电机的模型分为微分方程部分和代数方程部分。

1.1.1 微分方程部分

1) 定子电压方程:

$$D\Psi_{sd} = -R_s i_{sd} + \omega_s \Psi_{sq} + u_{sd} \quad (1)$$

$$D\Psi_{sq} = -R_s i_{sq} - \omega_s \Psi_{sd} + u_{sq} \quad (2)$$

式中: u_{sd} 和 u_{sq} 分别为双馈感应电机定子的 d 轴和 q 轴电压; Ψ_{sd} 和 Ψ_{sq} 分别为定子的 d 轴和 q 轴磁链;

收稿日期: 2009-12-04; 修回日期: 2010-02-22。

电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室自主研究课题资助项目(SKL D09M06)。

i_{sd} 和 i_{sq} 分别为定子的 d 轴和 q 轴电流; ω_s 为 d - q 坐标系的旋转速度; R_s 为电枢的电阻; D 为微分算子 d/dt 。

2) 转子电流方程:

$$D i_{rd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} [R_s L_m i_{sd} - \omega_r L_m L_s i_{sq} - \omega_r L_s L_r i_{rq} + (L_s L_r - L_m^2) \omega_s i_{rq} - R_r L_s i_{rd} - L_m u_{sd} + L_s u_{rd}] \quad (3)$$

$$D i_{rq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} [\omega_r L_m L_s i_{sd} + R_s L_m i_{sq} + \omega_r L_s L_r i_{rd} + (L_m^2 - L_s L_r) \omega_s i_{rd} - R_r L_s i_{rq} - L_m u_{sq} + L_s u_{rq}] \quad (4)$$

式中: i_{rd} 和 i_{rq} 分别为双馈感应电机转子的 d 轴和 q 轴电流; u_{rd} 和 u_{rq} 分别为转子的 d 轴和 q 轴电压; ω_r 为转子转速; R_r 为转子电阻; L_s 为定子自感; L_r 为转子自感; L_m 为定子与转子之间的互感。

3) 转子电流控制方程:

$$D x_1 = i_{rd}^{\text{ref}} - i_{rd} \quad (5)$$

$$D x_2 = i_{rq}^{\text{ref}} - i_{rq} \quad (6)$$

式中: i_{rd}^{ref} 和 i_{rq}^{ref} 分别为转子 d 轴和 q 轴电流的给定参考值; x_1 和 x_2 分别为转子 d 轴和 q 轴电流跟踪误差的积累。

4) 锁相环跟踪方程:

$$D x_3 = -u_{sd} \quad (7)$$

式中: x_3 为跟踪定子 d 轴电压的误差积累。

对于定子电压定向矢量控制系统, 为了取得良好的控制性能, 需要对定向电压的相位进行准确的观测。常用的观测定向电压的方法包括直接计算法和软件锁相环法。直接计算法容易受到电压检测精度和谐波的干扰, 而锁相环方法基本不受任何干扰的影响, 能够准确获得电压相位的信息^[12]。为此, 在研究双馈感应电机接入电力系统的小干扰稳定问题时, 本文首次考虑了锁相环的动态行为, 分析了它对系统稳定性的影响。

5) d - q 坐标系运动方程:

$$D \theta_s = \omega_n - \omega_s \quad (8)$$

式中: θ_s 为同步旋转的 x - y 坐标系和 d - q 坐标系的夹角, 如图 1 所示; ω_n 为电网频率。

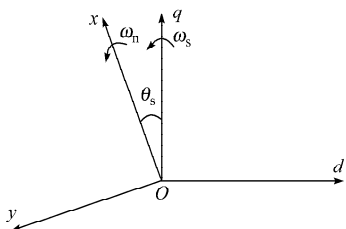


图 1 旋转坐标系示意图

Fig. 1 Schematic diagram of rotating coordinate system

1.1.2 代数方程部分

1) 定子电流方程:

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\Psi_{sd} - L_m i_{rd}) \quad (9)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\Psi_{sq} - L_m i_{rq}) \quad (10)$$

2) 转子磁链方程:

$$\Psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (11)$$

$$\Psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (12)$$

式中: Ψ_{rd} 和 Ψ_{rq} 分别为转子 d 轴和 q 轴的磁链。

3) 变流器输出到转子的电压方程:

$$u_{rd} = K_{p1} (i_{rd}^{\text{ref}} - i_{rd}) + R_r i_{rd} + K_{i1} x_1 - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rq} \quad (13)$$

$$u_{rq} = K_{p2} (i_{rq}^{\text{ref}} - i_{rq}) + R_r i_{rq} + K_{i2} x_2 + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rd} \quad (14)$$

式中: K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} 为转子电流控制器的参数。

4) 基于锁相环控制的 d - q 坐标系旋转速度方程:

$$\omega_s = -K_{p3} u_{sd} + K_{i3} x_3 \quad (15)$$

式中: K_{p3} 和 K_{i3} 为基于锁相环的控制器参数。

1.1.3 详细的 8 阶模型

式(1)~式(8)构成了双馈感应电机电磁部分的详细的 8 阶模型(以下简称 8 阶模型)。描述双馈感应电机的详细方框图及其中转子电流和锁相环的方框图分别见附录 A 图 A2~图 A4。

1.2 简化的 6 阶模型

定子磁链暂态过程是研究电力系统小干扰稳定的难点, 它直接决定了系统仿真和计算的规模。为此, 传统的研究方法对其都是予以忽略。此时, 式(1)、式(2)可以表示为:

$$0 = -R_s i_{sd} + \omega_{s0} \Psi_{sq} + u_{sd} \quad (16)$$

$$0 = -R_s i_{sq} - \omega_{s0} \Psi_{sd} + u_{sq} \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可知, 定子电压方程简化为代数方程。式(3)~式(8)构成了双馈感应电机电磁部分简化的 6 阶模型(以下简称 6 阶模型)。文献[4-7]中的双馈感应电机的降阶处理方法, 就是忽略定子磁链暂态过程、保留转子电流暂态过程, 与本文的 6 阶模型在本质上一致, 同时, 这也是目前研究双馈风力发电机接入电力系统的暂态问题所普遍采用的方法。

1.3 简化的 2 阶模型

文献[13]指出, 一般来说, 感应电动机定子绕组的暂态过程比转子绕组的电磁暂态过程要快得多, 而且更比电力系统暂态过程快得多。因此, 就感应电动机对电力系统的影响而言, 是否计及定子的暂态过程影响不大, 采用 3 阶模型就能很好地反映感

应电动机的性能。

双馈感应电机与普通的感应电机有一个本质的区别,就是前者在转子上施加了交流励磁而后者在转子上直接短路。为此,本文作者分析了双馈感应电机各个物理量的衰减时间常数,并在文献[11]中进行了详细的阐述。通过数值计算发现,转子电流及控制器的暂态过程比定子磁链暂态过程衰减得要慢,而且这种快慢关系不随控制器参数的变化而变化。锁相环的动态过程与参数的相关度很高,它的衰减可以比定子磁链暂态过程快,也可以比定子磁链暂态过程慢,这种快慢关系取决于其控制参数的大小。

根据文献[11]的结论可知,双馈感应电机中定子磁链暂态衰减过程比转子电流暂态衰减过程要慢得多,这与普通感应电机正相反。但是,如果考虑定子磁链暂态过程,则需要对电网建立电磁模型,计算存在困难。另外,双馈感应电机的定子磁链暂态过程与普通感应电机类似,对系统的机电暂态影响不大。并且,对于采用定子电压定向矢量控制的双馈感应电机,小扰动时其定子磁链暂态过程始终保持稳定,但是锁相环动态存在不稳定的情况。因此本文提出了忽略定子磁链暂态过程和转子电流及其控制器的暂态过程,仅保留锁相环动态的简化的2阶模型(以下简称2阶模型)。此时,式(1)~式(6)的处理方法与式(16)、式(17)一致,都等于0。式(7)、式(8)构成了双馈感应电机的简化2阶模型。

2 小干扰稳定分析方法

2.1 研究系统

采用单个双馈感应电机接无穷大母线系统研究系统的小干扰稳定性,系统的接线图如图2所示。

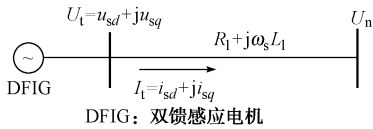


图2 研究系统接线

Fig. 2 Wiring diagram of studied system

2.2 研究方法

采用李雅普诺夫第一判别法研究系统的小干扰稳定性。对于非线性系统可以得到:

$$D\Delta Z = A\Delta Z \quad (18)$$

式中: ΔZ 为非线性系统线性化之后的状态量; A 为非线性系统线性化之后的状态矩阵。

由式(18)可以求出特征根,左、右特征向量和参与因子^[14],进而判断系统的稳定性及相关状态量对稳定性的影响程度。

2.2.1 8阶模型系统的研究方法

研究8阶模型系统的小干扰稳定情况,因为状态矩阵的维数过高,所以无法给出特征根的具体形式,只能给出特征根的计算方法。在同时考虑定子磁链暂态过程和锁相环动态过程时,传统的分析方法已经不适用,本文首次对其进行了详细的推导,具体的方法见附录B。

2.2.2 6阶模型系统的研究方法

研究6阶模型系统的小干扰稳定情况,它忽略了定子磁链的暂态过程,所以其具体的计算方法与传统小干扰稳定分析方法没有本质区别^[15],在这里省略对它的描述。

2.2.3 2阶模型系统的研究方法

2阶模型可以通过求解一元二次方程得出解析解。此时的特征方程如下:

$$\lambda^2 + d_1\lambda + d_2 = 0 \quad (19)$$

式中:

$$d_1 = \frac{K_{p3}U_n \cos \theta_{s0} + K_{i3}L_1 i_{sq0}}{K_{p3}L_1 i_{sq0} + 1}$$

$$d_2 = \frac{K_{i3}U_n \cos \theta_{s0}}{K_{p3}L_1 i_{sq0} + 1}$$

i_{sq0} 和 θ_{s0} 分别为 i_{sq} 和 θ_s 的初始值。

根据劳斯判据计算可知,系统稳定的条件是:

$$K_{p3}U_n \cos \theta_{s0} + K_{i3}L_1 i_{sq0} > 0 \quad (20)$$

$$K_{p3}L_1 i_{sq0} + 1 > 0 \quad (21)$$

由式(20)和式(21)可知,当传输线电抗 L_1 过大、基于锁相环的控制器参数 K_{p3} 过小或者过大及 K_{i3} 过大时,都会使2阶模型系统失去稳定。

3 算例分析

本文针对双馈感应电机的不同工况、不同控制器参数及不同传输线参数进行了大量计算,现在将典型的计算结果列举如下。本文采用风电场实际运行的典型风力发电机,具体参数见附录C表C1,此时风力发电机处于满发电状态;双馈感应电机的控制器参数见附录C表C2。

此时,线路参数 $L_1=0.0001\text{ H}$,通过计算发现系统稳定。改变表C2中的任意一个参数,其余参数维持不变,考察双馈感应电机分别采用8阶模型、6阶模型及2阶模型时的系统稳定性情况。通过计算发现,改变一个参数只是对其中一组特征根有明显影响,对其余的特征根影响甚微。本文将部分算例的特征根变化结果列于附录D。通过附录D中的计算结果可知,可以从数值结果角度将 K_{p1} , K_{i1} , K_{p2} , K_{i2} 与 K_{p3} , K_{i3} 近似解耦。将这3种模型下的系统稳定性情况分别描述于表1、表2和表3中。

表 1 8 阶模型时的系统稳定性情况
Table 1 Stability situation of the system with the 8th order detailed model

变化的参数	变化的特征根对应的主导状态量	系统状态
$K_{p1} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rd}, x_1	$K_{p1} < 0.001\ 6$, 系统失稳; 否则系统稳定
$K_{i1} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rd}, x_1	系统稳定
$K_{p2} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rq}, x_2	$K_{p1} < 0.001\ 2$, 系统失稳; 否则系统稳定
$K_{i2} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rq}, x_2	系统稳定
$K_{p3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	$K_{p3} > 5.2$ 或者 $K_{p3} < 0.14$, 系统失稳; 否则系统稳定
$K_{i3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	$K_{i3} > 3\ 043.72$, 系统失稳; 否则系统稳定

表 2 6 阶模型时的系统稳定性情况
Table 2 Stability situation of the system with the 6th order simplified model

变化的参数	变化的特征根对应的主导状态量	系统状态
$K_{p1} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rd}, x_1	系统稳定
$K_{i1} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rd}, x_1	系统稳定
$K_{p2} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rq}, x_2	系统稳定
$K_{i2} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	i_{rq}, x_2	系统稳定
$K_{p3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	系统稳定
$K_{i3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	系统稳定

表 3 2 阶模型时的系统稳定性情况
Table 3 Stability situation of the system with the 2nd order simplified model

变化的参数	变化的特征根对应的主导状态量	系统状态
$K_{p3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	$K_{p3} > 4.6$ 或者 $K_{p3} < 0.11$, 系统失稳; 否则系统稳定
$K_{i3} \in (0.000\ 1, 10\ 000)$	θ_s, x_3	$K_{i3} > 3\ 158.41$, 系统失稳; 否则系统稳定

尽管表 2 中系统总是稳定的,但是并不意味着在控制器参数变化的情况下,6 阶模型描述的系统总是稳定的。例如,通过进一步计算可以发现:当 $K_{p1} < 0.000\ 003$ 时,系统失稳。

由表 1、表 2 和表 3 可以得出:在控制器参数变化的情况下,6 阶模型系统的稳定边界过于乐观;8 阶模型的转子电流失稳是由于参数设置比较极端;当 K_{p3} 变化时,2 阶模型系统的稳定边界与 8 阶模型系统相比偏于保守。当 K_{i3} 变化时,2 阶模型系统与 8 阶模型系统相比较,二者稳定边界的误差在 5% 左右。

双馈感应电机运行与控制参数分别取自附录 C 表 C1 和表 C2,当改变传输线路电抗 $L_l \in (0.000\ 1\ \text{H}, 0.001\ 5\ \text{H})$ 时,双馈感应电机分别采用

8 阶模型、6 阶模型及 2 阶模型的稳定性情况如表 4 所示。通过表 4 可以得出:在传输线路电抗变化时,8 阶模型系统比 6 阶模型系统更容易失去稳定;与 8 阶模型系统相比,2 阶模型系统的稳定性偏于保守。

表 4 传输线路电抗变化时 3 种系统的稳定性
Table 4 Stability of three kinds of system when the transmission line inductance varies

模型	失稳特征根对应的主导状态量	失稳条件
8 阶模型	θ_s, x_3	$L_l > 0.000\ 58\ \text{H}$
6 阶模型	θ_s, x_3	$L_l > 0.001\ 10\ \text{H}$
2 阶模型	θ_s, x_3	$L_l > 0.000\ 47\ \text{H}$

对于不同负载水平的情况,8 阶模型系统、6 阶模型系统及 2 阶模型系统的稳定性计算结果与前面的结论类似,限于篇幅,这里不详细叙述。

4 结语

对于本文的单个双馈感应电机通过传输线接入无穷大母线系统的分析表明:从对稳定性的影响强度来看,转子电流控制器参数的变化对系统小干扰稳定性影响不明显,基于锁相环的控制器参数的变化对系统的小干扰稳定性影响较为显著;从衰减速度快慢来看,转子电流及控制器的衰减速度始终比定子磁链衰减得快,而锁相环动态与定子磁链暂态相比,两者的快慢关系并不固定;从系统小干扰稳定边界来看,与 8 阶模型系统相比,6 阶模型系统的稳定边界始终过于乐观,2 阶模型的稳定边界要么偏保守,要么非常接近 8 阶模型的稳定边界。与传统的忽略定子磁链暂态过程的 6 阶模型相比,本文提出的保留锁相环动态的 2 阶模型有较为合理的物理背景,更符合 8 阶模型对系统稳定性的描述。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

[1] MITSUTOSHI Y, OSAMU M. Active and reactive power control for doubly fed wound rotor induction generator. IEEE Trans on Power Electronics, 1991, 6(4): 624-629.

[2] 姚兴佳,谢赐骥,刘颖明,等. 大型风力发电机组控制器优化设计. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 145-147.

YAO Xingjia, XIE Cijian, LIU Yingming, et al. Optimization design of controller for large-scale wind turbines. Control Theory & Applications, 2008, 25(1): 145-147.

[3] 姚兴佳,邵冬,单光坤,等. 外转子永磁风力发电机变速直驱控制系统. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 133-138.

YAO Xingjia, SHAO Dong, SHAN Guangkun, et al. Variable-speed control for a permanent-magnet generator with exterior

- rotor. Control Theory & Applications, 2008, 25(1): 133-138.
- [4] SLOOTWEG J G. Wind power modelling and impact on power system dynamics [D]. Delft, The Netherlands: Delft University Technology, 2003.
- [5] SANCHEZ-GASCA J J, MILLER N W, PRICE W W. A modal analysis of a two-area system with significant wind power penetration// Proceedings of IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, October 10-13, 2004, New York, NY, USA.
- [6] 汤宏,吴俊玲,周双喜. 包含风电场电力系统的小干扰稳定分析建模和仿真. 电网技术, 2004, 28(4): 38-41.
TANG Hong, WU Junling, ZHOU Shuangxi. Modeling and simulation for small signal stability analysis of power system containing wind farm. Power System Technology, 2004, 28(4): 38-41.
- [7] 张红光,张粒子,陈树勇,等. 大容量风电场对电力系统小干扰稳定和阻尼特性的影响. 电网技术, 2007, 31(13): 75-80.
ZHANG Hongguang, ZHANG Lizi, CHEN Shuyong, et al. Influence of large scale wind farms on power system small signal stability and damping characteristic. Power System Technology, 2007, 31(13): 75-80.
- [8] ROUCO L, ZAMORA J L. Dynamic patterns and model order reduction in small-signal models of doubly fed induction generators for wind power applications// Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, June 6-10, 2006, Montreal, Canada.
- [9] PAL B C, MEI F. Modeling adequacy of the doubly fed induction generator for small-signal stability studies in power systems. IET Renewable Power Generation, 2008, 9(3): 181-190.
- [10] PENA R, CLARE J C, ASHER G M. Double fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind energy generation. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1996, 143(3): 231-241.
- [11] ZHANG Baoqun, ZHANG Boming, WU Wenchuan, et al. Time constant model analysis of double fed induction wind generator// Proceedings of International Conference on Electrical Engineering, July 5-9, 2009, Shenyang, China.
- [12] 郑艳文. 双馈异步风力发电系统的并网运行特性与控制策略研究[D]. 北京:清华大学, 2009.
- [13] 鞠平. 电力系统负荷建模理论与实践. 电力系统自动化, 1999, 23(19): 1-7.
JU Ping. Theory and practice of load modelling in power system. Automation of Electric Power Systems, 1999, 23(19): 1-7.
- [14] KUNDER P. Power system stability and control. New York, NY, USA: McGraw-Hill Companies Inc, 2001.
- [15] 倪以信,陈寿孙,张宝霖,等. 动态电力系统的理论和分析. 北京:清华大学出版社, 2002.

张宝群(1982—),男,通信作者,博士研究生,主要研究方向:风力发电接入系统对系统稳定性的影响。E-mail: zhangbq06@mails. tsinghua. edu. cn

张伯明(1948—),男,教授,博士生导师, IEEE Fellow, 主要研究方向:电力系统分析和调度自动化。

吴文传(1973—),男,博士,副教授,主要研究方向:控制中心自动化系统。

Small Signal Based Reduced Electromagnetic Model Analysis of Double Fed Induction Generator

ZHANG Baoqun, ZHANG Boming, WU Wenchuan

(State Key Lab of Power Systems, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: A reduced order model of double fed induction generator (DFIG) for small signal stability analysis is investigated. Firstly, an 8th order detailed model to describe the DFIG electromagnetic process is established. Based on the 8th order model, a simplified 2nd order model with the phase-locked loop (PLL) dynamic state is presented according to the attenuation speed of the relationship between various physical quantities of the DFIG, and the factors of affecting the simplified 2nd order model stability are analyzed. Finally, using the Lyapunov eigenvalue theory, the stability boundaries of the detailed model, and the 2nd order model and the 6th order model put forward by the conventional method are compared through numerical examples. The results show that, the simplified 2nd order model is more consistent with the description of the detailed 8th order model than the 6th model on the small signal stability of the system.

This work is supported by State Key Lab of Control and Simulation of Power Systems and Generation Equipments (No. SKLD09M06).

Key words: wind power; double fed induction generator; stator flux transient state; phase-locked loop; simplified model; small signal stability

附录 A

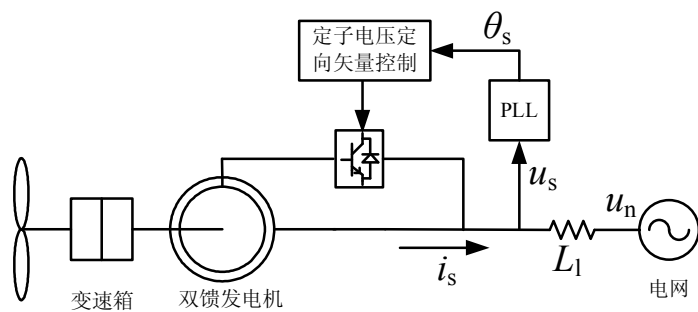


图 A1 双馈感应电机示意图

Fig.A1 Schematic of double fed induction generator

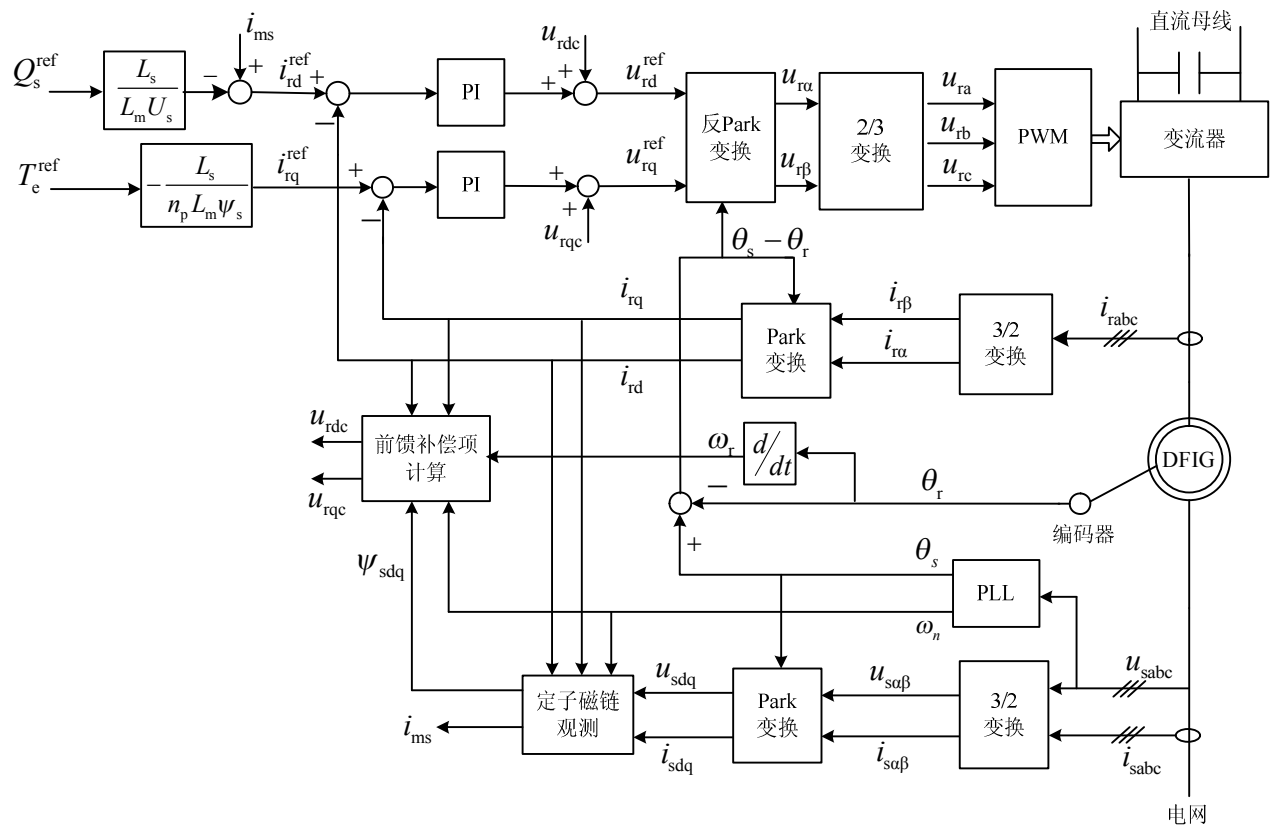


图 A2 双馈感应电机的详细传递框图

Fig.A2 The detailed transformation diagram of the DFIG

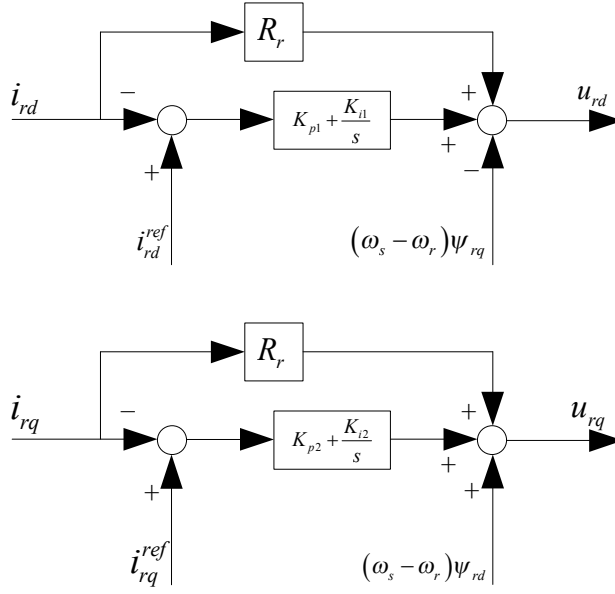


图 A3 转子电流控制方框图
Fig.A3 Rotor current control block diagram

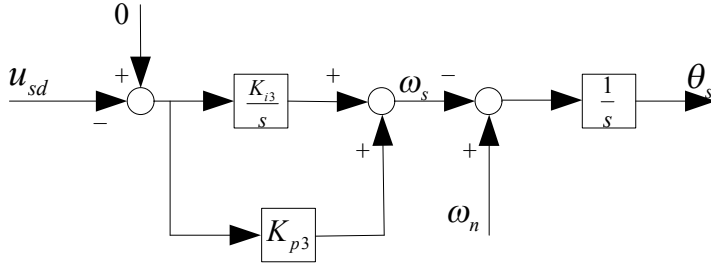


图 A4 锁相环控制方框图
Fig.A4 The PLL control block diagram

由图 A3 和图 A4 可知， K_{p1} 、 K_{p2} 、 K_{p3} 和 K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{i3} 分别对应控制器的比例和积分系数。

附录 B

因为保留了双馈感应电机定子磁链的暂态，网络部分不能采用准稳态模型，只能采用电磁暂态模型^[15]。图 3 中网络方程的具体形式如下：

$$u_{sd} + U \sin \theta_s = -R_l i_{sd} - L_l p i_{sd} + \omega_s L_l i_{sq} \quad (B1)$$

$$u_{sq} - U \cos \theta_s = -R_l i_{sq} - L_l p i_{sq} - \omega_s L_l i_{sd} \quad (B2)$$

式中： R_l 是传输线电阻， L_l 是传输线电感。

将式(9)和式(10)代入到式(B1)和式(B2)中，再与式(1)和式(2)联立有：

$$U \sin(\theta_s) = f_1(D\psi_{sd}, Di_{rd}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \omega_s) \quad (B3)$$

$$U \cos(\theta_s) = f_2(D\psi_{sq}, Di_{rq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \omega_s) \quad (B4)$$

式中： f_1 是关于 $D\psi_{sd}$ 和 Di_{rd} 的一次函数； f_2 是关于 $D\psi_{sq}$ 和 Di_{rq} 的一次函数。

将式(9)和(10)代入到式(B1)，并与式(15)联立有：

$$u_{sd} = f_3(D\psi_{sd}, Di_{rd}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, x_3, \theta_s, U) \quad (B5)$$

$$\omega_s = f_4(D\psi_{sd}, Di_{rd}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, x_3, \theta_s, U) \quad (B6)$$

式中： f_3 和 f_4 都是关于 $D\psi_{sd}$ 和 Di_{rd} 的一次函数。

将式(B6)代入到式(B3)和式(B4)有：

$$f_5(D\psi_{sd}, Di_{rd}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \theta_s, x_3, U) = 0 \quad (B7)$$

$$f_6(D\psi_{sd}, D\psi_{sq}, Di_{rd}, Di_{rq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \theta_s, x_3, U) = 0 \quad (B8)$$

式中： f_5 是关于 $D\psi_{sd}$ 和 Di_{rd} 的一次函数； f_6 是关于 $D\psi_{sd}$ 、 $D\psi_{sq}$ 、 Di_{rd} 和 Di_{rq} 的一次函数。

将式(9)~式(14)、式(B2)、式(B5)和式(B6)代入到式(3)和式(4)有：

$$f_7(D\psi_{sd}, Di_{rd}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \theta_s, x_1, x_3, U) = 0 \quad (B9)$$

$$f_8(D\psi_{sd}, D\psi_{sq}, Di_{rd}, Di_{rq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \theta_s, x_2, x_3, U) = 0 \quad (B10)$$

式中： f_7 是关于 $D\psi_{sd}$ 和 Di_{rd} 的一次函数； f_8 是关于 $D\psi_{sd}$ 、 $D\psi_{sq}$ 、 Di_{rd} 和 Di_{rq} 的一次函数。

联立式(B7)~式(B10)，以 $D\psi_{sd}$ 、 Di_{rd} 、 $D\psi_{sq}$ 和 Di_{rq} 为自变量，求解四元一次方程组并线性化有：

$$D\Delta X_{sub} = M_A \Delta X \quad (B11)$$

式中： $\Delta X_{sub} = [\Delta\psi_{sd}, \Delta\psi_{sq}, \Delta i_{rd}, \Delta i_{rq}]^T$ ；

$\Delta X = [\Delta\psi_{sd}, \Delta\psi_{sq}, \Delta i_{rd}, \Delta i_{rq}, \Delta\theta_s, \Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3]^T$ ； M_A 是一个 4 行 8 列的矩阵。

将式(A6)代入式(8)并线性化有：

$$D\Delta\theta_s = M_B \Delta X \quad (B12)$$

式中： M_B 是 1 行 8 列的矩阵。

将式(B5)代入式(7)并线性化有：

$$D\Delta x_3 = M_C \Delta X \quad (B13)$$

式中： M_C 是 1 行 8 列的矩阵。

将式(5)和式(6)线性化有：

$$\begin{cases} D\Delta x_1 = -\Delta i_{rd} \\ D\Delta x_2 = -\Delta i_{rq} \end{cases}$$

(B14)

将式(B12)~式(B15)整理有：

$$D\Delta X = M\Delta X$$

(B15)

式中： M 是 8 行 8 列的状态矩阵。

至此可以通过状态矩阵求出 M 特征值、参与因子。

附录 C

表 C1 双馈感应电机的出力和参数

Table C1 Outputs and parameters of double fed induction generator

物理量	数值	单位
有功(P)	1.500000	MW
无功(Q)	0.600000	Mvar
定子电阻(R_s)	0.005595	Ω
转子电阻(R_r)	0.006298	Ω
定子自感(L_s)	0.004872	H
转子自感(L_r)	0.005098	H
定转子互感(L_m)	0.004603	H

表 C2 双馈感应电机的控制器参数

Table C2 Controller parameters of double fed induction generator

物理量	数值	单位
K_{p1}	0.155	Ω
K_{p2}	0.155	Ω
K_{i1}	15	Ω/s
K_{i2}	15	Ω/s
K_{p3}	1	rad/s/A
K_{i3}	330	rad/s/s/V

附录 D

双馈感应电机处于满发状态，线路电感为 0.00001H。

锁相环参数 K_{p3} 从 0.1 到 1 以步长为 0.1 变化的同时， K_{i3} 从 60 到 150 以步长为 10 变化，其余参数 $K_{p2} = K_{p1} = 0.155$ ， $K_{i2} = K_{i1} = 15$ 保持不变。将此时的 8 阶详细模型系统的特征根变化情况描述于图 D1。

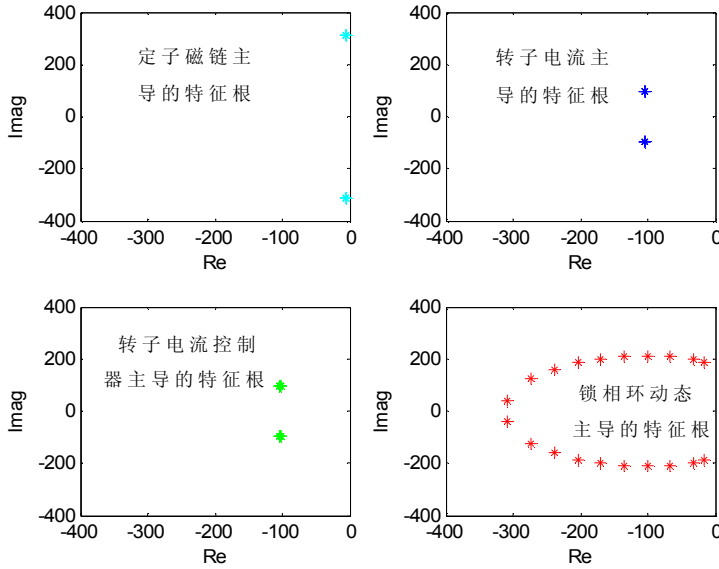


图 D1 K_{p3} 和 K_{i3} 变化时系统特征根的变化情况
Fig.D1 System eigenvalues changes as K_{p3} and K_{i3} change

通过图 D1 可以得出这样的结论：当 K_{p3} 和 K_{i3} 同时变化时，锁相环主导的特征根变化非常显著，其余的特征根变化不大，可以近似认为不变。

转子电流调节器参数 $K_{i1} = K_{i2}$ 从 11 到 20 以步长为 1 变化的同时， $K_{p1} = K_{p2}$ 从 0.01 到 0.1 以步长为 0.01 变化。其余参数 $K_{p3} = 1$ ， $K_{i3} = 330$ 保持不变。将此时的 8 阶详细模型系统的特征根变化情况描述于图 D2。

通过图 D2 可以得出这样的结论：当 K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{p1} 和 K_{p2} 同时变化时，转子电流及其控制器主导的特征根变化非常显著，锁相环主导的特征根变化不大，可以近似认为不变。

综上所述， K_{p3} 和 K_{i3} 的变化只会影响锁相环主导的特征根，对转子电流及其控制器的主导特征根不会产生影响； K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{p1} 和 K_{p2} 的变化只会影响转子电流及其控制器主导的特征根，对锁相环主导的特征根不会产生影响。所以，从特征根数值解的角度分析，可以近似将 K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{p1} 、 K_{p2} 和 K_{p3} 、 K_{i3} 解耦。

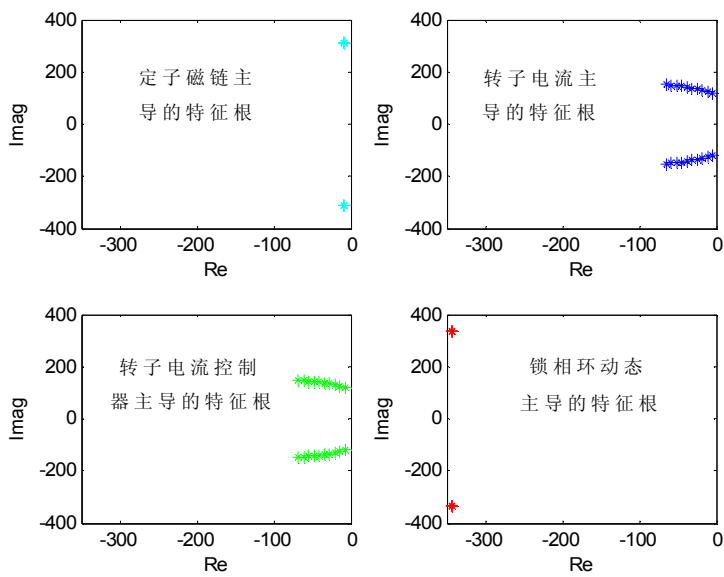


图 D2 K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{p1} 和 K_{p2} 变化时系统特征根的变化情况

Fig.D2 System eigenvalues changes as K_{i1} 、 K_{i2} 、 K_{p1} and K_{p2} change