

变速恒频双馈感应电机系统中的低频振荡现象分析

杨黎晖, 马西奎, 戴栋

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 研究了广泛应用于风力发电的变速恒频双馈感应电机系统中的低频不稳定现象. 首先, 通过数值仿真, 观察了系统随着输入机械转矩增大时出现的低频振荡现象, 结果表明, 低频振荡现象的发生会增加定子电流的总谐波畸变, 从而降低系统的性能. 其次, 建立了双馈感应电机及其励磁控制系统的数学模型, 通过分析系统雅可比矩阵的特征值发现, 系统发生的低频振荡的动力学本质是Hopf分岔, 并据此给出了系统运行的稳定性边界. 研究有助于更好地理解变速恒频双馈感应电机系统中的动力学行为和稳定性问题, 对该系统的参数设计具有一定的参考价值.

关键词: 双馈感应电机; 低频振荡; Hopf分岔; 稳定性

中图分类号: TM343; O415.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0095-06

Low-Frequency Oscillation in Variable Speed Constant Frequency Doubly Fed Induction Generator

YANG Lihui, MA Xikui, DAI Dong

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The low-frequency instability in variable speed constant frequency doubly fed induction generator (DFIG) widely used in wind power generation is investigated. The low-frequency oscillation phenomena in DFIG are analyzed via numerical simulation as the input mechanical torque increases. The simulation results show that the low-frequency oscillation enhances total harmonic distortion (THD) of stator current, thus decreases the system performance. Then a mathematical model of the closed-loop system is derived. The Jacobian eigenvalue analysis shows that the low-frequency oscillation is essentially caused by the Hopf bifurcation, thus the stability boundaries are given according to this analysis. This study is helpful to better understand nonlinear dynamics of DFIG, and is valuable to parameter design for guaranteeing stable operation of this system.

Keywords: doubly fed induction generator; low-frequency oscillation; Hopf bifurcation; stability

风力发电作为可再生能源中最接近实用推广的发电方式, 近十年来在世界各国迅速发展. 采用双馈感应电机的变速恒频风力发电系统具有风能利用率高、传动系统承受机械应力小、变换器承受功率小、功率因数高等独特的技术优势, 已逐渐成为中大功率风力发电的主流形式. 随着越来越多的变速恒频双馈风力发电机并网运行, 对双馈感应电机稳定性问题的研究越来越重要. 变速恒频双馈感应电机系统是一个包含电力电子变换器、电机及反馈控制环

节的复杂强非线性系统, 在一定条件下会出现分岔、混沌等复杂非线性现象, 从而导致系统失稳振荡^[1-3]. 因此, 对变速恒频双馈感应电机系统中的非线性现象进行研究, 从一个新的理论高度认识该系统的运动规律和稳定性问题. 近年来, 电力电子变换器和电机传动系统中非线性现象的研究日益受到人们的关注^[3-8], 但目前的研究主要针对简单的变换器、直流电机以及采用简单模型的交流电机, 对变速恒频双馈感应电机系统中非线性现象的研究还很

少,几乎是空白.

本文从非线性动力学分岔的角度分析了变速恒频双馈感应电机系统的低频振荡现象,以及相关的稳定性问题.为了分析系统在实际运行状态下的非线性动力学行为以及反馈控制参数对系统性能和稳定性的影响,本文采用了闭环模型,而并未沿用以往研究中为简化分析而常使用的开环模型^[1-2,9].通过数值仿真,观察了系统随着输入机械转矩增大时出现的低频振荡现象及其对系统性能的影响.进一步地,给出了闭环控制下系统的数学模型,通过理论分析揭示系统发生的低频振荡现象本质上是由 Hopf 分岔引起的.最后,给出系统运行的稳定性边界,为该系统的参数设计提供一定的理论基础和依据.

1 系统描述

变速恒频双馈感应电机及其励磁控制系统的结构如图 1 所示.该系统采用绕线式感应电机,电机的定子绕组接入三相工频无穷大电网,转子绕组通过三相交-直-交 PWM 变换器实现交流励磁.根据双馈感应电机转速与定、转子绕组电流频率之间的关系^[10]可知,当风速变化引起发电机转速变化时,可通过交-直-交 PWM 变换器控制转子励磁电流的频率,使定子绕组电流频率保持恒定,即与电网频率保持一致,从而实现变速恒频发电.

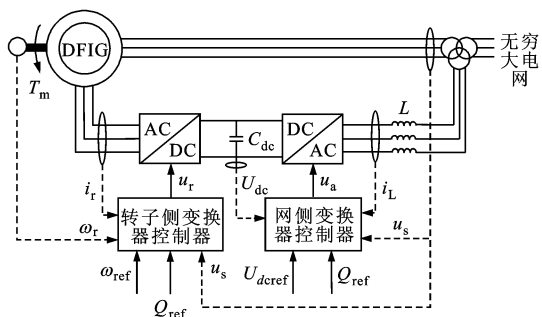


图1 变速恒频双馈感应电机及其励磁控制系统的结构

三相交-直-交 PWM 变换器包括两个独立控制的电压型变换器:转子侧变换器和网侧变换器.转子侧变换器控制双馈感应电机的转速(或转矩)和定子无功功率,其控制结构如图 2 所示^[10].为实现电磁转矩和转子励磁电流的解耦,转子侧变换器采用基于定子磁链定向的矢量控制,即以定子磁链 ψ_s 的方向作为矢量控制参考坐标系的 d 轴方向.控制器的转速和电流调节器均采用 PI 环节.图 2 中,上标为 φ 的量是在定子磁链定向的参考坐标系下的变量.

网侧变换器控制直流母线电压保持恒定,同时还控制输入电网或控制从电网吸收的无功功率的大小,其控制结构如图 3 所示^[10].为实现有功和无功功率的解耦,网侧变换器采用基于电网电压定向的矢量控制,即以电网电压 u_s 的方向作为矢量控制参考坐标系的 d 轴方向,控制器的电压和电流调节器均采用 PI 环节,上标为 ϵ 的量是在电网电压定向的参考坐标系下的变量.

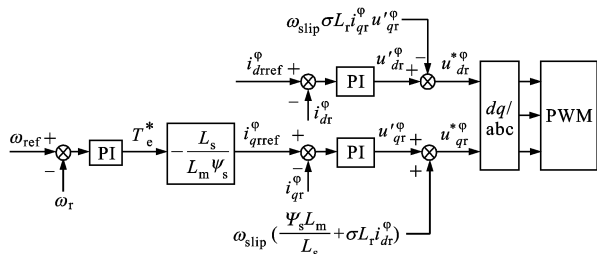


图2 转子侧变换器的控制结构图

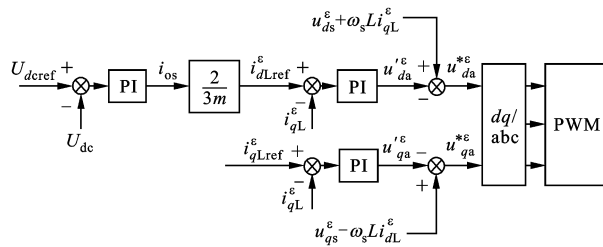


图3 网侧变换器的控制框图

2 数值仿真

在 Matlab/Simulink 环境下,对图 1 所示的变速恒频双馈感应电机及其励磁控制系统进行了数值仿真.感应电机、三相 IGBT 全桥、直流母线电容、电感、电阻、PWM 发生器等仿真元件均采用 Simulink 通用模块.系统转子侧和网侧变换器的控制器也分别采用图 2、图 3 所示的控制结构.

本文数值仿真所使用的系统参数为^[10]:风能利用率最大时的系数 $K_{opt}=0.31$,齿轮箱增速比 $\eta=11$,定子电阻 $R_s=1.06 \Omega$,转子电阻 $R_r=0.8 \Omega$,定子自感 $L_s=0.2065 \text{ H}$,转子自感 $L_r=0.138 \text{ H}$,定子与转子间的互感 $L_m=0.113 \text{ H}$,同步转速 $\omega_s=314 \text{ rad/s}$,极对数 $n_p=3$,转动惯量 $J=0.4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,运动阻尼系数 $B=0.06 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot (\text{rad/s})^{-1}$,网侧变换器电感 $L=12 \text{ mH}$,网侧变换器电感的电阻 $R_L=0.1 \Omega$,直流母线电容 $C_{dc}=2.4 \text{ mF}$,PWM 变换器开关频率 $f_{switch}=5 \text{ kHz}$,定子电压幅值 $U_s=$

220 V, 直流母线电容电压参考值 $U_{\text{dref}} = 550$ V. 为了最大限度获取风能, 双馈感应电机转子电角速度的参考值为 $\omega_{\text{ref}} = n_p \eta (|T_m|/K_{\text{opt}})^{1/2}$ [10]. 根据交流感应电机调速系统转速控制器的常用设计方法 [11], 选取转速调节器的比例系数 $K_{\text{Pw}} = 61$, 转速调节器积分时间常数 $T_{\text{Iw}} = 0.000\ 76$. 由于在实际运行中, 输入机械转矩 T_m 会随风速的变化而变化 [10], 因此研究系统随 T_m 变化而出现的不稳定现象具有工程意义. 下面给出系统随 T_m 变化而出现的不稳定现象 (T_m 的绝对值表示转矩的大小, 符号表示转矩的方向, 本文 T_m 为负表示电机运行于发电机状态).

当 T_m 较小时, 系统工作于稳定的周期 1 状态. 图 4a~图 4e 分别给出了 $T_m = -29$ N·m 时定子电流 i_{sa} 、转子电流 i_{ra} 、转子机械转速 n_m ($n_m = 60\omega_r/2\pi n_p$)、电磁转矩 T_e 和直流母线电容电压 U_{dc} 的时域波形. 可以看出: i_s 和 i_r 为标准正弦波, 频率分别为 50 Hz 和 1.66 Hz; n_m 、 T_e 和 U_{dc} 基本保持恒定; 系统处于稳定运行状态 (系统电流电压中虽然存

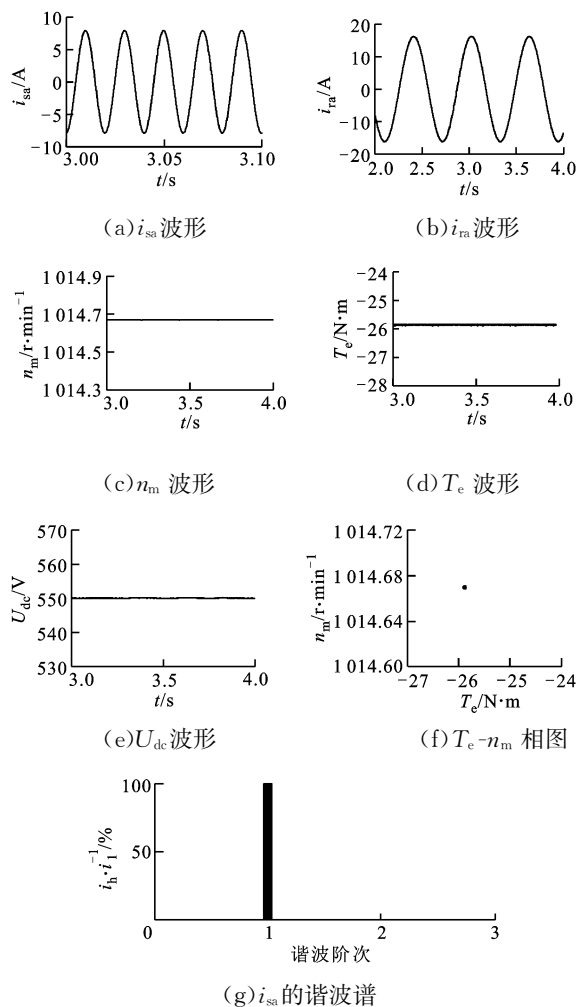


图 4 $T_m = -29$ N·m 时的仿真结果

在高频的开关纹波, 但幅值较小, 因此在图 4 的尺度下未显示出, 本文主要关注系统的低频振荡现象, 高频特性不在本文的研究范围内). 为了更好地观察系统的动力学行为, 图 4f 给出了 T_e - n_m 相图. 显然, 系统的平衡点是稳定的. 另外, 为了定量观察系统的谐波分量, 还对 i_{sa} 进行了快速傅里叶变换 (FFT), 并在图 4g 中给出了相应的 i_{sa} 谐波谱. 在 i_{sa} 的谐波谱中仅存在基波 50 Hz 的分量, 此时总谐波畸变 (THD) 约为 0.

随着 T_m 的增大, 在 $T_m = -30$ N·m 附近, 系统失稳并发生了分岔. 图 5 给出了当输入转矩 $T_m = -31$ N·m 时, i_{sa} 、 i_{ra} 、 n_m 、 T_e 和 U_{dc} 的时域波形、 T_e - n_m 相图以及 i_{sa} 的谐波谱. 显然, i_s 和 i_r 不再为标准正弦波, 出现了谐波畸变; n_m 、 T_e 和 U_{dc} 均出现了低频振荡 (这里的“低频”是相对于 PWM 变换器的开关频率而言的), 振荡频率约为 46 Hz, 是开关频率的 1/108; 在 T_e - n_m 相图中出现了极限环; 在 i_{sa} 的谐

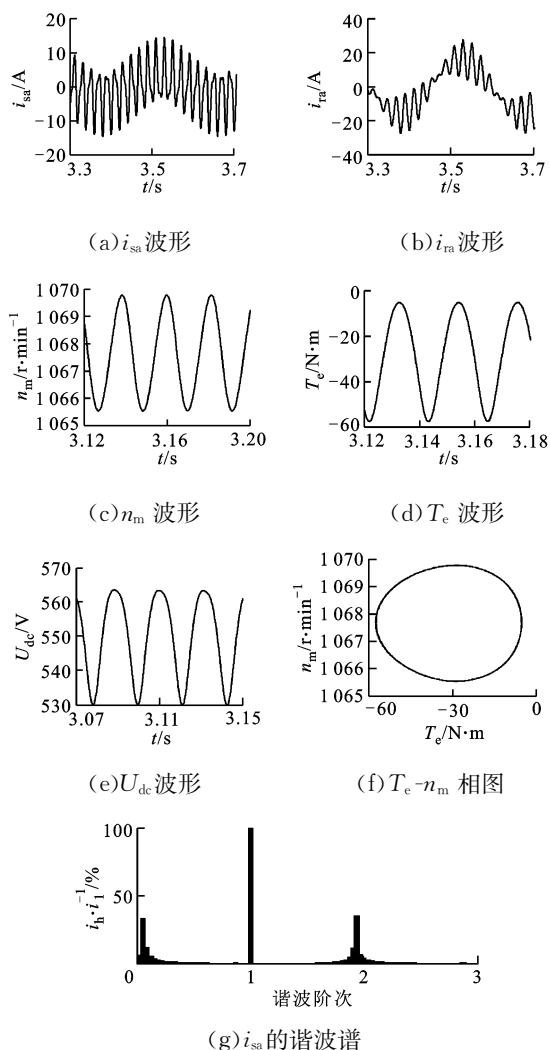


图 5 $T_m = -31$ N·m 时的仿真结果

波谱中除基波 50 Hz 分量外,还出现了约为 5 Hz 和 100 Hz 的两个谐波分量,此时总谐波畸变达到 4.02%。从图 4 到图 5 的变化可以看出,当输入转矩增大时,系统的平衡点分岔出现极限环,系统的定性行为发生了根本的改变,出现了分岔,从而引起低频振荡,增加了定子电流的 THD。

3 理论分析

从上面的仿真结果可以看出,当输入机械转矩增大时,系统就会发生低频振荡现象。下面,通过对系统进行稳定性分析来说明系统发生的低频振荡现象实质上是由 Hopf 分岔引起的。

3.1 系统的数学模型

定、转子绕组中电流的参考方向以流入电机定子和转子的方向为正,则在两相同步旋转 dq 坐标系中,双馈感应电机的电压方程为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= D[R_s L_r i_{ds} + (\omega_s - \omega_r) L_m^2 i_{qs} - \omega_s L_s L_r i_{qs} - R_r L_m i_{dr} - \omega_r L_r L_m i_{qr} - L_r u_{ds} + L_m u_{dr}] \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= D[-(\omega_s - \omega_r) L_m^2 i_{ds} + \omega_s L_s L_r i_{ds} + R_s L_r i_{qs} + \omega_r L_r L_m i_{dr} - R_r L_m i_{qr} - L_r u_{qs} + L_m u_{qr}] \\ \frac{di_{dr}}{dt} &= D[-R_s L_m i_{ds} + \omega_r L_s L_m i_{qs} + R_r L_s i_{dr} + \omega_s L_m^2 i_{qr} - (\omega_s - \omega_r) L_s L_r i_{qr} + L_m u_{ds} - L_s u_{dr}] \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= D[-\omega_r L_s L_m i_{ds} - R_s L_m i_{qs} - \omega_s L_m^2 i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) L_s L_r i_{dr} + R_r L_s i_{qr} + L_m u_{qs} - L_s u_{qr}] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}_s = u_{ds} + j u_{qs}$ 为定子电压矢量; $\mathbf{i}_s = i_{ds} + j i_{qs}$ 为定子电流矢量; $\mathbf{u}_r = u_{dr} + j u_{qr}$ 为转子电压矢量; $\mathbf{i}_r = i_{dr} + j i_{qr}$ 为转子电流矢量; ω_r 为转子的电角速度; $D = 1/(L_m^2 - L_s L_r)$ 。转子运动方程为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_m - \frac{B}{n_p} \omega_r) \quad (2)$$

在定子磁链定向的参考坐标系下,转子电压方程为^[10]

$$u_{dr}^e = R_r i_{dr}^e - (\omega_s - \omega_r) \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} i_{qr}^e + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} \frac{di_{dr}^e}{dt} \quad (3a)$$

$$u_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + (\omega_s - \omega_r) \frac{(L_s L_r - L_m^2) i_{dr}^e + L_m \Psi_s}{L_s} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} \frac{di_{qr}^e}{dt} \quad (3b)$$

由于电流内环的带宽远大于转速外环的带宽,所以在研究电机的低频振荡时,可忽略电流内环的动态过程,这样转子侧控制器的方程为

$$\left. \begin{aligned} i_{dr}^e &= I_{d\text{ref}} \\ \dot{x}_\omega &= \frac{K_{P\omega} K_\omega}{T_{\omega}} (\omega_{\text{ref}} - \omega_r) \\ i_{qr}^e &= i_{qr\text{ref}}^e = -\frac{2L_s}{3n_p L_m \Psi_s K_{cr}} [K_{P\omega} K_\omega (\omega_{\text{ref}} - \omega_r) + x_\omega] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: K_ω 和 K_{cr} 分别为转速和转子电流的采样系数。

定子磁链定向的参考坐标系与电机自身的 dq 坐标系之间的关系为^[12]

$$\begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dr}^e \\ u_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\varphi = \arctan \frac{\psi_{qs}}{\psi_{ds}}$ 为定子磁链矢量与电机自身的 dq 坐标系 d 轴之间的夹角。

在电网电压定向的参考坐标系下,网侧变换器的电压方程为^[10]

$$\left. \begin{aligned} u_{ds}^e &= U_s = R_L i_{dL}^e + L \frac{di_{dL}^e}{dt} - \omega_s L i_{qL}^e + u_{da}^e \\ u_{qs}^e &= 0 = R_L i_{qL}^e + L \frac{di_{qL}^e}{dt} + \omega_s L i_{dL}^e + u_{qa}^e \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{i}_L = i_{dL} + j i_{qL}$ 为网侧变换器的电感电流矢量, $\mathbf{u}_a = u_{da} + j u_{qa}$ 为网侧变换器交流侧电压矢量。

同样,由于电流环的带宽一般远大于电压环的带宽,为简化分析,忽略电流内环的动态过程,因此网侧控制器的方程为

$$\left. \begin{aligned} i_{qL}^e &= I_{qL\text{ref}} \\ \dot{x}_v &= \frac{K_v K_{Pv}}{T_{lv}} (U_{d\text{cref}} - U_{dc}) \\ i_{dL}^e &= i_{dL\text{ref}}^e = \frac{2}{3mK_{cl}} [K_v K_{Pv} (U_{d\text{cref}} - U_{dc}) + x_v] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: K_v 和 K_{cl} 分别为直流母线电容电压和网侧电感电流的采样系数。

电网电压定向的参考坐标系与电机自身的 dq 坐标系之间的关系为^[12]

$$\begin{bmatrix} u_{da} \\ u_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \epsilon & -\sin \epsilon \\ \sin \epsilon & \cos \epsilon \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d\epsilon}^e \\ u_{q\epsilon}^e \end{bmatrix}$$

(8)

式中: $\epsilon=\arctan \frac{u_{qs}}{u_{ds}}$ 为电网电压矢量与电机自身的 dq 坐标系 d 轴之间的夹角。

根据功率流动关系,可得直流母线电容电压的动态方程为

$$C_{dc} U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = p_a - p_r =$$

$$\frac{3}{2} (u_{da} i_{dL} + u_{qa} i_{qL} - u_{dr} i_{dr} - u_{qr} i_{qr})$$

(9)

式中: p_a 和 p_r 分别为流过网侧变换器和转子侧变换器的功率。

对式(1)~式(9)进行整理,变速恒频双馈感应电机及其励磁控制系统的数学模型可由一组微分方程表示,其标准形式为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$$

(10)

式中: $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{u}$ 分别表示状态变量和输入变量, $\mathbf{x}=[i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega_r \ U_{dc} \ x_{\omega} \ x_v]^T$, $\mathbf{u}=[u_{ds} \ u_{qs} \ I_{drref} \ I_{qlref} \ \omega_{ref} \ T_m \ U_{dcref}]^T$ 。

可见,双馈感应电机以及为其提供励磁的交-直-交功率变换器均是非线性系统,再考虑到各子系统之间的耦合与反馈控制,所以这是一个多变量、多模块、强耦合、非线性的复杂机电系统。

3.2 Hopf 分岔及稳定性分析

雅可比矩阵作为一种解析分析方法被广泛用来研究非线性动力系统的局部分岔问题^[4]。在分析雅可比矩阵时,首先需要通过求解非线性方程组 $f(x, u)=0$ 来得到系统的平衡点 X_0 。系统在平衡点处的雅可比矩阵可定义为 $\mathbf{J}(\mathbf{X}_0)=\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{X}_0}$,其特征值 λ 由特征方程 $\det[\lambda \mathbf{I}-\mathbf{J}(\mathbf{X}_0)]=0$ 确定。

Hopf 分岔产生的条件可由系统雅可比矩阵的特征值来确定:若特征值中有一对共轭复特征值,随着分岔参数的变化,这对共轭复特征值由左半平面横截地穿越虚轴到达右半平面,则在穿越虚轴时的临界点附近发生 Hopf 分岔。因此,由雅可比矩阵特征值 λ 的变化趋势可预测系统在失稳时分岔点的位置和类型,从而确定系统的稳定区域边界,并以此来指导系统参数的设计,确保系统工作在稳定区域内。由于本文分析的变速恒频双馈感应电机系统较复杂,其雅可比矩阵为 8 阶,所以很难给出其雅可比矩阵特征值的解析表达式。但是,利用 Matlab 的符号和矩阵运算功能,可通过数值方法完成特征值的计算。在上面给出的参数情况下,计算了系统雅可比

矩阵特征值随 T_m 变化的轨迹,数值计算结果如表 1 所示。

表 1 雅可比矩阵特征值随输入机械转矩变化的情况

$T_m/\text{N} \cdot \text{m}$	λ	备注
-28	$-3.53 \pm j291.70, -31.42 \pm j282.17,$ $-10.38 \pm j4.53, -4.37 \pm j29.49$	稳定的平衡点
-29	$-2.10 \pm j291.96, -32.79 \pm j282.05,$ $-10.44 \pm j10.06, -4.38 \pm j29.49$	稳定的平衡点
-30	$-0.75 \pm j292.21, -34.07 \pm j281.96,$ $-10.50 \pm j15.48, -4.39 \pm j29.49$	稳定的平衡点
-30.582	$0.0008 \pm j292.35, -34.79 \pm j281.91,$ $-10.54 \pm j18.59, -4.40 \pm j29.49$	Hopf 分岔
-31	$0.53 \pm j292.45, -35.30 \pm j281.88,$ $-10.56 \pm j20.80, -4.40 \pm j29.48$	不稳定

根据表 1 的数值计算结果可以看出,在给定的参数情况下,系统具有 4 对共轭复特征值。当 T_m 较小时,所有特征值的实部均为负值;当 T_m 增大时,其中有一对共轭复特征值的实部增大,逐渐靠近虚轴;当 T_m 大于某一临界值后,这一对共轭复特征值的实部由负变正,其余特征值都具有严格的负实部。可以判断,当 $T_m=-30.582 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,系统在平衡点附近发生了 Hopf 分岔。根据穿越虚轴的共轭复特征值的虚部可知,系统发生分岔时的振荡角频率为 292.35 rad/s 。

通过计算雅可比矩阵的特征值,给出了当 $T_{l\omega}$ 分别取 $0.5T_0$ 、 $0.6T_0$ 、 $0.7T_0$ 、 $0.8T_0$ 、 $0.9T_0$ 和 T_0 时($T_0=0.00076$),系统在 T_m - $K_{P\omega}$ 平面上的稳定性边界(见图 6),曲线下方为稳定区域。可以看出,随着 T_m 的增大, $K_{P\omega}$ 的稳定临界值逐渐减小,稳定区域逐渐减小;随着 $T_{l\omega}$ 的增大,系统的稳定性边界逐渐上移,稳定区域逐渐增大。因此,在满足系统动态响应性能要求的前提下, $K_{P\omega}$ 应尽量取较小的值,而

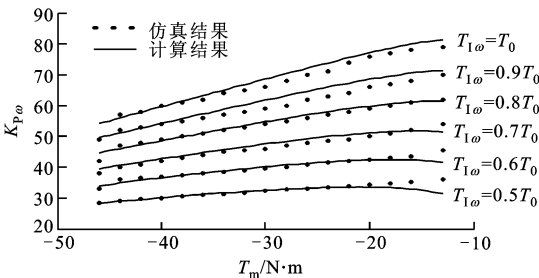


图 6 稳定性边界

T_{ω} 应尽量取较大的值,以使得系统在较大转矩时依然能够稳定运行.将数值仿真结果和理论计算结果进行比较,可以看出两者基本上吻合.

研究表明,当控制器参数 $K_{P\omega}$ 和 T_{ω} 设计不当时,输入机械转矩的增大,将首先导致双馈感应电机的转速失去稳定性,从而最终导致其他状态变量和整个系统失去稳定.也就是说,控制环节失效导致双馈感应电机转速失去控制是该非线性系统产生 Hopf 分岔的根本原因.考虑到双馈感应电机是一个强非线性系统,因此采用非线性控制理论设计非线性控制器,是提高系统性能的有效方法.

4 结 论

双馈感应电机在中、大功率变速恒频风力发电中有着广泛的应用.本文分析了变速恒频双馈感应电机系统随输入机械转矩增大时出现的低频振荡现象,以及相关的稳定性问题.数值仿真结果表明,系统发生的低频振荡现象,是由于稳定的平衡点分岔出极限环.进一步的理论分析表明,系统发生的低频振荡现象实际上是由 Hopf 分岔引起的,并由此给出了系统运行的稳定性边界.由于 Hopf 分岔现象的出现会增加电机定子电流的 THD、降低系统性能,因而本文的研究对完善该系统的参数设计有着重要的实际参考价值.

参考文献:

- [1] LIU Congwei, WENG Haihong, SUN Xudong, et al. Research of stability of double fed induction motor vector control system [C]//Proc 5th Int Conf on Electrical Machines and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 1203-1206.
- [2] GONZAGA D P, BURIAN Y Jr. Small-variation linear model of the three-phase double-fed induction motor under synchronous operation: stability [J]. Euro Trans Electr Power, 2005, 15 (4): 325-342.
- [3] KUROE Y, HAYASHI S. Analysis of bifurcation in power electronic induction motor drive systems [C]//Power Electronics Specialists Conference. Milwaukee, WI, USA: IEEE, 1989: 923-930.
- [4] TSE C K. Complex behavior of switching power converters [M]. Boca Raton, USA: CRC Press, 2003.
- [5] 赵益波, 罗晓曙, 方锦清, 等. 电压反馈型 DC-DC 变换器的稳定性研究 [J]. 物理学报, 2005, 54 (11): 5022-5026.
ZHAO Yibo, LUO Xiaoshu, FANG Jinqing, et al. Study on stability of the voltage-mode DC-DC converters [J]. Acta Phys Sin, 2005, 54 (11): 5022-5026.
- [6] 李明, 戴栋, 马西奎. 不连续电流型 Buck-Boost 变换器二参数分岔的数值研究 [J]. 西安交通大学学报, 2004, 38 (4): 348-351.
LI Ming, DAI Dong, MA Xikui. Numerical study of two-parameter bifurcations for the discontinuous current-programmed buck-boost converters [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2004, 38 (4): 348-351.
- [7] 张波, 李忠, 毛宗源, 等. 一类永磁同步电动机混沌模型与霍夫分叉 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21 (9): 13-17.
ZHANG Bo, LI Zhong, MAO Zongyuan, et al. The chaotic model and Hopf bifurcation of a type of permanent-magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21 (9): 13-17.
- [8] GAO Y, CHAU K T. Hopf bifurcation and chaos in synchronous reluctance motor drives [J]. IEEE Trans Energy Conversion, 2004, 19 (2): 296-302.
- [9] BANAKAR H, LUO C, OOI B T. Steady-state stability analysis of doubly-fed induction generators under decoupled P - Q control [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2006, 153 (2): 300-306.
- [10] PENA R, CLARE J C, ASHER G M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 1996, 143 (3): 231-241.
- [11] 杨耕, 罗应立. 电机与运动控制系统 [M]. 北京:清华大学出版社, 2006.
- [12] LEDESMA P, USAOLA J. Doubly fed induction generator model for transient stability analysis [J]. IEEE Trans Energy Conversion, 2005, 20 (2): 388-397.

(编辑 杜秀杰)