

# 基于dq统一频率变换的电力系统宽频带仿真与分析

周一辰, 畅布赫, 李永刚

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

**摘要:**随着高比例新能源电力系统的电力电子化特征凸显, 电力系统宽频带仿真面临挑战。首先介绍了基于dq统一频率变换建模的基本理论, 分析了基于dq统一频率变换建模与准静态相量建模的异同点。而后基于该基本理论, 建立了同步发电机、双馈风力发电机和电力网络的多尺度仿真模型。进一步针对系统仿真和分析中的电网高维问题, 提出了系统网络简化方法, 降低模型阶数。最后采用IEEE 3机9节点算例, 验证了所提仿真模型的准确性。仿真结果表明所提建模方法能够准确计算振荡模式下的宽频带仿真模型, 弥补了电磁暂态模型无法计算小干扰稳定模式的不足, 同时具备快速宽频带仿真能力, 其准确性与电磁暂态模型一致, 适用于大规模电力系统仿真与分析。

**关键词:** dq变换; 统一频率; 宽频带仿真模型; 小干扰稳定分析; 电力电子化; 电力系统

**中图分类号:** TM 711

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.16081/j.epae.202101032

## 0 引言

近年来, 可再生能源占比持续提升, 低惯性电力电子装置大规模接入电力系统引发宽频带振荡问题, 电力系统宽频带仿真建模愈发困难。基于准静态相量模型的假设条件无法准确反映高频瞬态响应现象, 已逐渐被电磁仿真取代<sup>[1-2]</sup>。但基于隐式梯形积分法的电磁暂态仿真步长小, 仿真速度慢, 仍无法适用于大规模高比例新能源交流电网的仿真建模。大规模电力系统宽频带的仿真分析面临巨大挑战。

文献[3-4]基于信号调制理论提出动态相量法, 对信号进行傅里叶分解, 通过忽略级数中不重要项, 建立系统元件动态相量模型的状态空间表达式。文献[5]针对电磁暂态和机电暂态模型的特点, 提出电磁-机电暂态的混合模型。电磁暂态模型中采用abc三相瞬时值, 能够模拟直流系统换流阀和电力电子电流开关毫秒级暂态过程, 但由于过多考虑系统中电磁耦合、非线性、频率相关特性等因素, 求解过程繁琐复杂, 难以适应大规模复杂电力系统应用。文献[6-8]提出利用动态相量和电磁暂态特性建立混合仿真模型, 在接口方面提供更多的灵活性。文献[9]为解决仿真效率受电磁暂态限制的问题, 提出具有模式切换能力的电磁暂态和相量域混合仿真模型, 摆脱单一混合仿真运作模式, 提高仿真效率。文献[10-11]提出改变仿真步长实现宽频域不同时间尺度动态响应建模的思想, 首先将传统仿真所得瞬

时信号频谱向左偏移一个固定频率, 使原本按正弦信号周期变化的交流信号转变为缓慢变化的解析包络信号, 因频谱中的最大频率降低, 故可在保证仿真精度的前提下, 在相对传统的电磁暂态仿真模型中采用更大的积分步长。

虽然上述电力系统仿真模型已经取得较为全面的研究成果, 但多集中于时域仿真, 无法进行特征值分析; 另一方面, 线路模型作为非必要研究单元, 没有达到集成效果, 导致仿真效率低。

为反映电力电子化电力系统不同元件相互作用产生的宽频带特性, 本文提出基于dq统一频率变换的建模方法, 在各元件的频率坐标系进行建模; 并通过dq旋转坐标系进行统一频率变换, 将异频坐标下元件模型集成到统一频率坐标, 实现系统建模。同时考虑到系统中母线冗余, 提出传输线路模型化简合并方法, 进一步提高仿真效率。最后, 将该建模方法应用于改进的IEEE 3机9节点测试系统, 通过与传统机电暂态模型和电磁暂态模型比较, 验证所提方法在特征值计算和宽频带仿真分析上的优势。

本文的创新点主要包括: ①将dq0变换引入仿真模型中, 使系统能够高效模拟系统变化的同时, 也可以基于特征值分析小干扰稳定性; ②建立dq统一频率变换公式, 使各元件单元有效衔接以建立完整的系统; ③针对仿真中不必要的母线, 将电力网络合并化简; ④对准静态相量模型无法适用于电力系统宽频带仿真的机理进行详细分析。

## 1 基本原理

### 1.1 abc/dq0变换

电力系统时域仿真本质是对信号的采样, 为了保证不丢失原始信号的信息, 香农采样定理指出采

收稿日期: 2020-07-22; 修回日期: 2020-11-30

基金项目: 河北省自然科学基金资助项目(E2020502067); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2019MS079)

Project supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2020502067) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2019MS079)

样频率要大于等于原始信号最大频率的2倍,因此当信号频率较高时,需要小的步长来跟踪原始信号。直流信号和正弦信号所采用的步长见图1。图中, $A_m$ 为正弦电压信号幅值的最大值; $U_{dc}$ 为直流信号。由图可见,正弦信号步长 $\tau$ 必须小于 $0.5T$ ( $T=2\pi/\omega$ 为周期, $\omega$ 为角速度)才能保证原始信号的再现;相反,若能显著地降低原始信号的频率(如图中直流信号),仿真效率将大幅增加<sup>[12]</sup>。

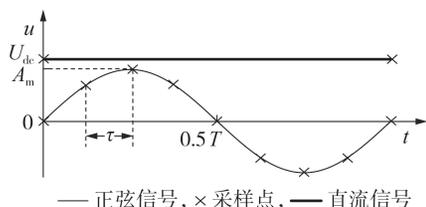


图1 直流信号和正弦信号所采用的步长

Fig.1 Step sizes of DC signal and sinusoidal signal

对于大规模电力系统宽频带动态仿真,为加快仿真速度和提高小干扰稳定计算能力,用 $abc/dq0$ 变换,将 $abc$ 三相分量投影到随转子旋转的直轴( $d$ 轴)、交轴( $q$ 轴)及垂直于 $dq$ 平面的零轴(0轴)上。经典的 $abc/dq0$ 变换表达式为:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{abc} \quad (1)$$

其中, $\theta$ 为变换角度; $\mathbf{x}_{dq0}$ 、 $\mathbf{x}_{abc}$ 分别为 $dq0$ 、 $abc$ 坐标系下系统的电气量。变换后,原始信号频率降低,可以采用大步长仿真,有效提高仿真计算速度。并且由于模型精度由模型详细程度决定, $abc/dq0$ 变换并不会降低仿真模型的精度。

## 1.2 dq统一频率变换

电力电子化电力系统中元件间耦合性降低,各元件异频运行特征明显,各元件具有独立的 $dq$ 旋转坐标,为系统化构建全网动态模型,需将各元件变换到统一频率的 $dq$ 参考坐标系下。

本文提出基于 $dq$ 统一频率变换法建立全系统模型。以两元件简单系统为例,其参考系转化示意图如图2所示。图中 $\bar{\mathbf{y}}$ 、 $\mathbf{y}$ 分别为转化前、后元件B的电气量; $\theta_r$ 、 $\theta_c$ 分别为相对于 $abc$ 坐标系元件A、B中电气量的 $dq$ 坐标夹角。若设元件A中电气量的 $dq$ 坐标为全系统模型的 $dq$ 参考坐标,那么元件B经过如式(2)所示的 $dq$ 统一频率变换式处理,即可实现

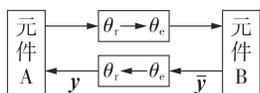


图2 两元件简单系统参考系转化示意图

Fig.2 Schematic diagram of reference transformation of two element simplified systems

2个元件 $dq$ 坐标的统一化;反之同样可行。这使得 $dq$ 统一频率变换模型具备小干扰稳定计算能力。

$$\mathbf{y}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_c - \theta_r) & -\sin(\theta_c - \theta_r) \\ \sin(\theta_c - \theta_r) & \cos(\theta_c - \theta_r) \end{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_{dq} \quad (2)$$

当系统含有多个元件时,既可选用元件的 $dq$ 旋转坐标系的频率,又可选用系统的稳态频率 $\omega_s$ 作为 $dq$ 参考坐标系下的旋转频率。

## 1.3 与准静态相量模型的联系与区别

$dq$ 统一频率变换模型是准静态相量模型的自然扩展。假设图1中 $abc$ 三相交流电压信号为:

$$\begin{cases} u_a(t) = A_m(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) \\ u_b(t) = A_m(t) \cos(\omega t + \varphi(t) - 2\pi/3) \\ u_c(t) = A_m(t) \cos(\omega t + \varphi(t) + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

$$A_m(t) = (\omega + p\varphi(t)) \times \sqrt{2} V/\omega \quad (4)$$

其中, $\varphi(t)$ 为电压信号的相位; $p$ 为微分算子; $\sqrt{2}V$ 为稳态端电压峰值。在准静态相量模型假设条件下,式(3)中 $A_m(t)$ 和 $\varphi(t)$ 的变化速度相对于 $\omega$ 的变化是非常缓慢的(如低频振荡信号)。在该假设条件下, $\varphi$ 近似为常数,其导数为0,即式(4)中 $A_m(t) = A_m = \sqrt{2}V$ 为常数。准静态相量模型下发电机端 $abc$ 三相电压信号为:

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}e^{j\varphi} \quad (5)$$

其中, $A=V$ 为电压有效值。当准静态相量模型的假设条件不满足 $A_m(t)$ 和 $\varphi(t)$ 的高频变化时,不能忽略式(4)的导数项,从而使得式(5)所示相量模型下的电压不再准确反映实际电压。此时,若对式(3)进行 $abc/dq0$ 变换至 $dq$ 统一参考坐标系并忽略0轴分量,建立 $dq$ 坐标系下的电压模型,即:

$$\begin{cases} u_d(t) = A_m(t) \cos \varphi(t) \\ u_q(t) = A_m(t) \sin \varphi(t) \end{cases} \quad (6)$$

分析式(6)可以看出, $dq$ 坐标系下的电压模型摒弃了准静态相量模型的常量化假设,幅值采用精确的表达式,能够准确反映系统高频段模式特征。假设系统三相平衡,式(6)可简化为:

$$\mathbf{V}(t) = A_m(t) (\cos \varphi(t) + j \sin \varphi(t)) = u_d(t) + j u_q(t) \quad (7)$$

本文进一步以阻抗电路模型为例具体对比说明了 $dq$ 统一频率变换模型与准静态相量模型这2种建模方法的特点,详见2.3.1节。

## 2 基于时间尺度变换的元件模型

### 2.1 同步发电机模型

宽频带振荡研究涉及广泛分布的频率范围,传统工频准静态相量模型分析无法得到准确的模式分析和仿真结果。传统的发电机机电模型也难以应用

于宽频带振荡的仿真分析。一方面,发电机定子电路中含有高频分量,需采用更加准确的模型以计及定子暂态过程;另一方面,随着电力电子化电力系统的发展,系统惯量水平快速降低,一旦受到干扰,系统将发生较大的频率偏差,而传统发电机模型采用固定同步转速近似建模分析,将导致严重偏差。基于以上2点,本文基于派克方程建立适用于宽频带振荡模式的发电机模型,其微分方程和代数方程分别为:

$$\begin{cases} p\psi_{gd} = \omega\psi_{gq} + r_a i_{gd} + u_{gd} \\ p\psi_{gq} = -\omega\psi_{gd} + r_a i_{gq} + u_{gq} \\ p\psi_f = -r_f i_f + u_f \\ p\psi_D = -r_D i_D \\ p\psi_g = -r_g i_g \\ p\psi_Q = -r_Q i_Q \\ p\delta = \omega_r - \omega_s \\ p\omega_r = [T_m - 1.5(\psi_{gd} i_{gq} - \psi_{gq} i_{gd})]/T_J \\ \psi_{gd} = L_{gd} i_{gd} + M_{fd} i_f + M_{Dd} i_D \\ \psi_{gq} = L_{gq} i_{gq} + M_{gq} i_g + M_{Qq} i_Q \\ \psi_f = 3M_{fd} i_{gd}/2 + L_f i_f + M_{Df} i_D \\ \psi_D = 3M_{Dd} i_{gd}/2 + M_{Df} i_f + L_D i_D \\ \psi_g = 3M_{gq} i_{gq}/2 + L_g i_g + M_{gQ} i_Q \\ \psi_Q = 3M_{Qq} i_{gq}/2 + M_{gQ} i_g + L_Q i_Q \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\psi_{gd}$ 、 $\psi_{gq}$ 和 $i_{gd}$ 、 $i_{gq}$ 分别为发电机绕组磁链和输出电流的 $d$ 轴、 $q$ 轴分量; $\psi$ 为绕组磁链; $r$ 为绕组电阻; $i$ 为绕组电流; $u$ 为绕组电压; $L$ 为绕组自感; $M$ 为绕组互感;下标“g、D、f、Q”分别为交轴阻尼g、直轴阻尼D、励磁f、交轴阻尼Q绕组; $\omega_r$ 为同步发电机转子速度; $T_J$ 为发电机组的惯性时间常数; $T_m$ 为机械转矩; $r_a$ 为电枢电阻; $\delta$ 为系统功角。

## 2.2 双馈风力发电机模型

本文中的双馈风力发电机模型采用高阶暂态模型,转子侧变频器采用定子磁链定向控制,网侧变频器采用定子电压定向控制,具体模型和控制策略见文献[13-14]。

## 2.3 网络模型

### 2.3.1 电阻电感(RL)串联支路 $dq$ 统一频率变换模型

如1.2节所述,宽频带振荡信号包含高频响应动态,基于导纳矩阵的网络代数模型已不能准确描述系统中的高频动态过程,因此网络模型应采用计及高频动态的表达式。通常,网络由RL串联支路、电导电容(GC)并联支路组成。RL串联支路网络模型的具体推导过程见附录A,其 $dq$ 统一频率变换模型为:

$$p \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & p\theta_L \\ -p\theta_L & RL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{Ld,1} - u_{Ld,2} \\ u_{Lq,1} - u_{Lq,2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中, $i_{Ld}$ 、 $i_{Lq}$ 和 $u_{Ld}$ 、 $u_{Lq}$ 分别为RL串联支路电流和电压的 $d$ 、 $q$ 轴分量; $\theta_L$ 为相对于 $abc$ 坐标系RL串联支路中电流的 $dq$ 坐标夹角。

下面借助式(10)所示的RL串联支路说明准静态相量模型和 $dq$ 统一频率变换模型的不同特性。在准静态相量模型的假设条件下,网络模型通常采用导纳矩阵 $Y$ 进行描述,即:

$$I = YV \quad (11)$$

其中, $I$ 、 $V$ 分别为电流、电压向量。

将式(10)所示电气量的实部和虚部分开,则RL串联支路的表达式为:

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & \omega L \\ R^2 + (\omega L)^2 & R^2 + (\omega L)^2 \\ -\omega L & R \\ R^2 + (\omega L)^2 & R^2 + (\omega L)^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ld} \\ u_{Lq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式(12)等号左侧电流向量左乘导纳矩阵逆矩阵 $Y^{-1}$ ,并将电流项移至等号右侧可得:

$$0 = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{Ld} \\ u_{Lq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

在 $dq$ 统一频率变换模型下,令式(10)中 $d\theta = \omega dt$ ,RL串联支路的 $dq$ 统一频率变换模型为:

$$p \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{Ld} \\ u_{Lq} \end{bmatrix} \quad (14)$$

对比式(13)可以看出,式(14)等号左侧增加了描述高频效应的导数项,即 $dq$ 统一频率变换模型在机电振荡的基础上增加了对高频振荡的刻画能力,实现了宽频带动态建模。此时若施加准稳态假设条件,式(14)中的导数项可以忽略,则其可简化为式(13),这说明上述2个模型等价。

### 2.3.2 GC并联支路 $dq$ 统一频率变换模型

同理GC并联支路网络模型的具体推导过程见附录A,其 $dq$ 统一频率变换模型为:

$$p \begin{bmatrix} u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G/C & p\theta_C \\ -p\theta_C & -G/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, $i_{Cd}$ 、 $i_{Cq}$ 和 $u_{Cd}$ 、 $u_{Cq}$ 分别为GC并联支路电流和电压的 $d$ 、 $q$ 轴分量; $\theta_C$ 为相对于 $abc$ 坐标系GC并联支路中电流的 $dq$ 坐标夹角。

## 3 网络模型化简

针对系统仿真分析中母线多、线路复杂导致的高维数问题,本节提出网络模型化简方法,降低模型阶数。通常以图3所示的3种情况消除部分母线实现化简。具体情况如下:

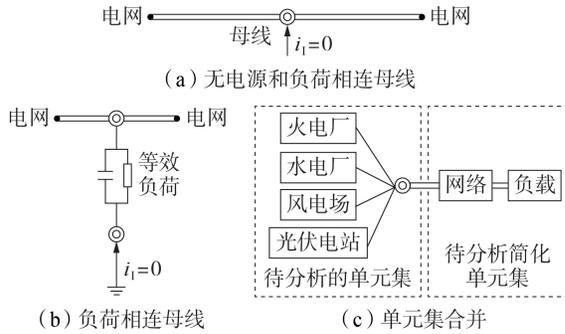


图3 母线消除的3种情况

Fig.3 Three cases of bus-elimination

(1)既不连接发电机也不连接负载的母线,其注入电流 $i_i$ 为0,如图3(a)所示;

(2)母线所连负载为恒定阻抗负载,集成到网络模型中,此时负载母线以零电流断开母线形式出现,如图3(b)所示;

(3)当主要考虑网络所连某单元子集的动态稳定性时,可将网络中的负载模型合并至网络模型,再消除母线,形成简化的网络模型,如图3(c)所示。

假设系统网络由 $F$ 台发电机、 $W$ 条母线、 $N$ 个分支以及 $Z$ 个负荷(负荷由阻抗支路表示)组成,描述系统网络的微分代数方程为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}_i \\ \mathbf{y}_i = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{A}$ 为 $2(N+Z) \times 2(N+Z)$ 阶状态矩阵; $\mathbf{B}$ 为 $2(N+Z) \times 2W$ 阶输入矩阵; $\mathbf{C}$ 为 $2W \times 2(N+Z)$ 阶输出矩阵; $\mathbf{x}$ 为各线路和负载的状态变量; $\mathbf{u}_i$ 为各母线电压; $\mathbf{y}_i$ 为母线注入电流。将输出矩阵 $\mathbf{C}$ 分块,其代数方程为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2F \times 1} \\ [\mathbf{0}]_{2(W-F) \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{2F \times 2(N+Z)}^1 \\ \mathbf{C}_{2(W-F) \times 2(N+Z)}^2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{2(N+Z) \times 1} \quad (17)$$

进而可得:

$$[\mathbf{0}]_{2(W-F) \times 1} = \mathbf{C}_{2(W-F) \times 2(N+Z)}^2 \mathbf{x}_{2(N+Z) \times 1} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{I}^1$ 为连接到外部元件的母线注入电流矩阵。由式(18)可知,一部分状态变量可以用其他变量表示,本文进一步通过附录B所示的推导过程,得到消除不必要母线后的降阶网络模型为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^2 = \mathbf{A}_n \mathbf{x}^2 + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_i^2 \\ \mathbf{y}^2 = \mathbf{C}_n \mathbf{x}^2 \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{A}_n$ 、 $\mathbf{B}_n$ 、 $\mathbf{C}_n$ 的表达式见附录B。

## 4 算例验证

本节基于改进的IEEE 3机9节点系统,验证所提方法对宽频带振荡仿真与分析的效果。3机9节点示意图见附录C图C1。图中,节点1为无穷大母线;节点2为同步发电机;节点3为60台采用容量加权法等效双馈风机,其中同步发电机和线路参数见

文献[15],双馈风力发电机参数如附录C表C1所示。在MATLAB/Simulink仿真平台中搭建该系统的dq统一频率变换模型和准静态相量模型,分别如附录C图C2和图C3所示,二者仿真均采用1ms的固定步长;在PSCAD/EMTDC仿真平台中搭建该系统的电磁暂态模型,如附录C图C4所示,采用5 $\mu$ s的固定步长。

本节内容以电磁暂态仿真结果为验证标准,对比本文所建模型和准静态相量模型的小干扰稳定计算结果和宽频带动态仿真准确性,分析dq统一频率变换模型在宽频带动态仿真与小干扰稳定计算中的性能。

### 4.1 与准静态相量模型特征值计算比较

不同于电磁暂态仿真模型,稳态时dq统一频率变换模型具有时不变性,存在系统平衡点,可以应用小干扰稳定计算获取系统特征模式。本节基于MATLAB/Simulink仿真平台分别建立了3机9节点测试系统的准静态相量模型和dq统一频率变换模型,计算所建模型的特征值并对其进行比较,用于验证小干扰计算的准确性。二者主要区别在于:根据准静态相量模型概念<sup>[16]</sup>,准静态相量模型下电力网络为代数方程,而dq统一频率变换模型采用微分方程。需注意的是,为说明准静态相量模型在反映新能源电力系统稳定性时所表现的不足,本节仿真时将传统发电机的转动惯量降低一半,进而比较两者之间的差异。

图4为基于dq统一频率变换模型和准静态相量模型计算得到的特征值。从图中可以看出,基于dq统一频率变换模型计算的特征值出现正实数解 $2.296 \pm j14575$ ,则说明系统将失稳;而基于准静态相量模型计算的特征值全部为负实数解,则说明系统稳定。

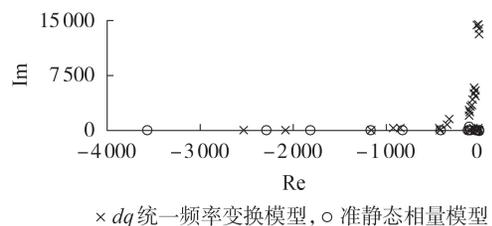


图4 失稳情况下准静态相量模型和dq统一频率变换模型的特征值计算比较

Fig.4 Eigenvalue calculated comparison between quasi-static phase model and dq unified frequency transform model under unstable status

同时,对上述2种模型进行仿真并与电磁暂态模型仿真比较,结果见图5。图中,双馈风力发电机输出功率 $P$ 为标么值,后同。由图可见,本文所提的dq统一频率变换模型仿真与电磁仿真基本吻合,双

馈风力发电机的输出功率逐渐振荡发散,能够反映出系统失稳;而对于准静态相量模型,双馈风力发电机输出功率为1条直线,表示系统平衡,其仿真无法反映出该系统失稳问题。

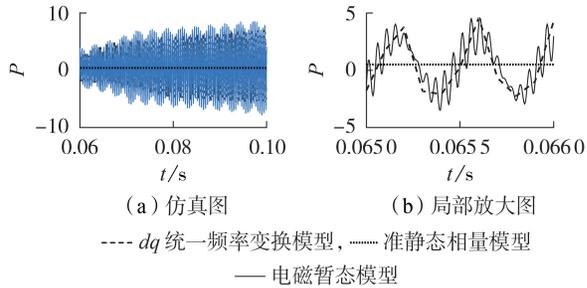


图5 失稳情况下3种模型仿真曲线对比

Fig.5 Comparison of simulative curves among three models under unstable status

为进一步验证特征值计算准确性,使用Prony方法对图5所示电磁暂态曲线进行辨识,并与本文所提方法的特征值进行比较。辨识曲线如附录D图D1所示,对比结果如表1所示。

表1 失稳情况下3种模型计算结果对比

Table 1 Comparison of calculated results among three models under unstable status

模型	频率 / Hz	阻尼比
准静态相量	—	—
$dq$ 统一频率变换	2321.36	-0.0005
电磁暂态	2312.54	-0.0012

辨识结果表明,本文方法计算得出的负阻尼共轭正根与电磁暂态仿真表现的模式一致。为探究该模式下系统失稳的原因,计算其参与因子,如附录D图D2所示。图D2中状态变量序号对应的状态变量见附录D表D1。结合图D2及表D1可以看出,该负阻尼共轭正实数解与双馈风力发电机出口母线3接地电容、临近母线9接地电容以及2条母线之间的线路强相关。而准静态相量模型中,线路由恒定的导纳形式表示,无法反映以此模式为代表的高频动态,导致特征值计算不准确,得出错误的稳定性结论。 $dq$  统一频率变换模型反映了线路和接地电容的动态,能够准确地判断系统稳定性。

#### 4.2 与准静态相量模型和电磁暂态仿真比较

绘制 $dq$  统一频率变换模型和准静态相量模型的伯德图,得到图6所示结果。可以看出,二者的伯德图在低频( $\omega$ 为0~100 rad/s)处重合,在高频处产生较大的差异。这是由2种建模方法精度不同导致的。高频准静态相量模型不计及发电机定子电磁暂态,不对输电网络的电磁暂态建模, $dq$  统一频率变换模型则同时考虑了上述2种电磁暂态情况,从而在

伯德图的高频段, $dq$  统一频率变换模型的幅频响应和相频响应更为精细。因此, $dq$  统一频率变换模型能够更好地反映系统的高频动态。

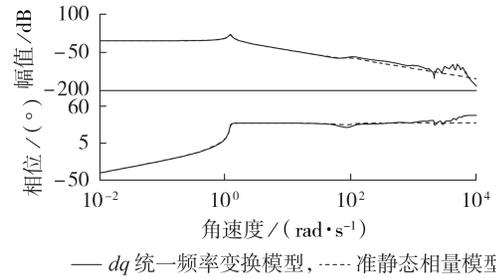


图6  $dq$  统一频率变换模型和准静态相量模型伯德图比较

Fig.6 Bode diagram comparison between  $dq$  unified frequency transform model and quasi-static phase model

为进一步说明二者在高频时的差异,下面分别以次、超同步振荡为例,比较其振荡曲线和特征值。

##### 4.2.1 次同步振荡下三者模型的比较

模拟次同步振荡时,将持续0.01 s、幅值为0.5 p.u.的阶跃输入作用于发电机输入功率处,双馈风力发电机输出功率及其局部放大图如图7所示。准静态相量模型、 $dq$  统一频率变换模型和电磁暂态模型的仿真用时分别为14.42、254.47、1 820.04 s。可见, $dq$  统一频率变换模型很好地反映了电磁暂态曲线的动态过程,且仿真时长缩减86.02%,仿真效率高。准静态相量模型的仿真用时虽短,却不能准确反映振荡过程。

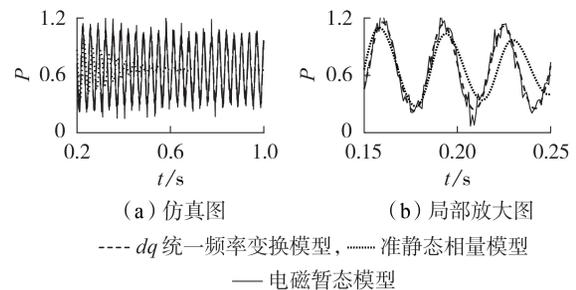


图7 次同步振荡下3种模型仿真曲线对比

Fig.7 Comparison of simulative curves among three models under sub-synchronous oscillation

为更好地度量3种模型之间的拟合度与差异度,本文引入欧几里得度量ED(Euclid Distance)法和动态时间归整DTW(Dynamic Time Warping)法量化三者曲线的关系。ED法度量相同时刻两点之间的距离,能够衡量模型总体的准确度。DTW法计及时间上的动态变化。采用上述方法,在图7(a)仿真时段上计算 $dq$  统一频率变换模型和准静态相量模型的准确度:采用ED法后 $dq$  统一频率变换模型和准静态相量模型的准确度分别为0.7178、4.3808;采用DTW法后 $dq$  统一频率变换模型和准静

态相量模型的准确度分别为5.2595、10.2293。使用ED法,次同步振荡下dq统一频率变换模型比准静态相量模型更接近电磁暂态模型,准确度提高近6.10309倍。DTW法中二者也存在近2倍差距,可见,准静态相量模型误差较大,而dq统一频率变换模型和电磁暂态模型的仿真曲线相似度极高,二者基本相同。因此,dq统一频率变换模型可以有效代替电磁暂态模型用于大规模电力系统的次同步振荡仿真。

次同步模式下dq统一频率变换模型和准静态相量模型所计算的特征值分布图见图8,二者中频率和阻尼比的辨识结果分别为30.87、32.5 Hz和0.0009、0.0465。可以看到准静态相量模型计算的阻尼比较高,使用该模型会隐性地增加系统稳定,导致稳定性计算结果过于保守。

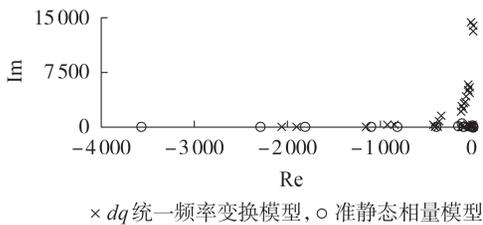


图8 次同步振荡下特征值计算结果对比

Fig.8 Comparison of calculative results of eigenvalue under sub-synchronous oscillation

为进一步验证模式计算准确性,使用Prony方法对图7中的电磁暂态曲线进行辨识,辨识曲线如附录D图D3所示。电磁暂态模型中频率和阻尼比的辨识结果分别为30.96 Hz和0.0003。由此可见,dq统一频率变换模型特征值计算结果与电磁暂态仿真曲线一致,进一步表明dq统一频率变换模型可以准确用于次同步振荡仿真。

4.2.2 超同步振荡下三者模型比较

双馈风机输出功率的超同步振荡曲线和其局部放大图见图9。准静态相量模型、dq统一频率变换模型和电磁暂态模型的仿真用时分别为4.06、16.53、746.37 s。可以看出,与电磁暂态模型相比,dq统一

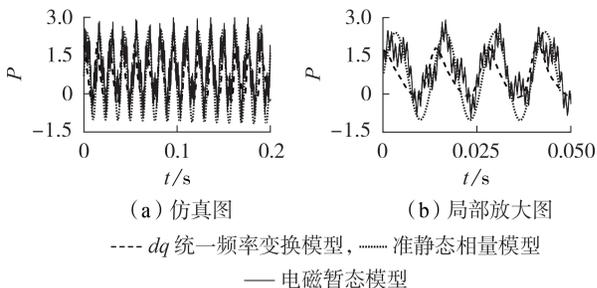


图9 超同步振荡下3种模型仿真曲线对比

Fig.9 Comparing of simulation curves among three models under super-synchronous oscillation

频率变换模型偏差较小,可以保证很好的精度,且仿真时长比电磁暂态仿真缩减97.79%,仿真效率明显提高;而准静态相量模型则出现极大偏差,难以准确反映该超同步动态。

同样采用ED法和DTW法,计算图9(a)中dq统一频率变换模型、准静态相量模型仿真准确度:采用ED法后dq统一频率变换模型、准静态相量模型的准确度分别为3.5292、9.4892;采用DTW法后dq统一频率变换模型、准静态相量模型的准确度分别为24.2750、33.6578。可以看出,超同步振荡下,基于ED法,dq统一频率变换模型比准静态相量模型更逼近电磁暂态仿真结果,准确度可提高2.6887倍。基于DTW法也存在1.3倍优势。可见,dq统一频率变换模型更接近电磁暂态仿真,基本刻画了电磁暂态仿真的超同步动态,同时,考虑到dq统一频率变换模型的仿真提速作用,dq统一频率变换模型在一定程度上能够有效代替电磁暂态模型用于大规模电力系统仿真。

该超同步模式下dq统一频率变换模型和准静态相量模型所计算的特征值分布图如图10所示。超同步振荡模式下dq统一频率变换模型、准静态相量模型对应的频率和阻尼比分别为83.3923、77.95 Hz和-0.2039、-0.1083。可以看到准静态相量模型所计算的阻尼比远大于dq统一频率变换模型所计算的阻尼比,导致稳定性判断结果偏保守。

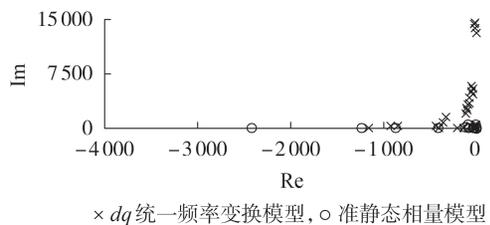


图10 超同步振荡下特征值计算结果对比

Fig.10 Comparison of calculative results of eigenvalue under super-synchronous oscillation

为进一步检测模式计算准确性,对图10所示电磁暂态曲线进行辨识,辨识曲线见附录D图D4。电磁暂态模型中频率和阻尼比的辨识结果分别为83.32 Hz和-0.2141。则与辨识结果相比,准静态相量模型计算的阻尼比偏高,给予系统较高的稳定性评价,若系统由于新的不稳定因素导致惯性降低,出现4.1节的情况时,准静态相量模型将得到背离实际的理论分析结果,故而准静态相量模型不再适用于研究超同步振荡。而dq统一频率变换模型计算的频率与阻尼比均与模式辨识结果极为一致,因此dq统一频率变换模型适用于超同步振荡分析。

## 5 结论

电力电子化电力系统仿真需要精细地考虑内部各个动态元件之间相互作用产生的高频动态过程,以便对系统更好的控制。因此,本文提出基于 $dq$ 统一频率变换模型的电力系统宽频带建模仿真方法。相比于传统建模方法与仿真技术,具有以下优势:

(1)与准静态相量模型相比, $dq$ 统一频率变换模型对系统的复现能力有更高的准确度,能够在相对宽频带上再现系统动态响应;

(2)小干扰稳定计算的前提条件是系统于稳态且系统模型各变量恒定不变, $dq$ 统一频率变换模型是时不变的,相对于 $abc$ 坐标模型拥有恒定的稳态运行点,便于开展小干扰特征值计算;

(3)从次/超同步振荡曲线对比可知, $dq$ 统一频率变换模型和准静态相量模型与电磁暂态模型之间的误差随着振荡频率的增加逐渐加大,对系统的复现能力逐渐减弱,特别是准静态相量模型,在模拟次同步振荡和超同步振荡中表现欠佳,阻尼比计算普遍较高,隐性增加系统的稳定性,而 $dq$ 统一频率变换模型仍然能够保证一定的辨识度和可靠性,同时 $dq$ 统一频率变换模型的仿真时间远小于电磁暂态仿真,可用于大规模电力系统高效仿真。

本文方法主要考虑三相对称故障,未来将进一步研究该方法在三相不对称故障仿真上的应用。此外,还将进一步研究该方法在交直流混合输电线路上的应用,扩展应用范围。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 周孝信,陈树勇,鲁宗相,等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报,2018,38(7):1893-1904.  
ZHOU Xiaoxin, CHEN Shuyong, LU Zongxiang, et al. Technology features of the new generation power system in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1893-1904.
- [2] 訾鹏,李铁群,谭贝斯,等. 大电网仿真工具现状及其在华北电网推广应用的思考[J]. 电力自动化设备,2019,39(9):199-205.  
ZI Peng, LI Yiqun, TAN Beisi, et al. Current situation of large-scale power grid simulation tools and their popularization and application in North China Power Grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(9): 199-205.
- [3] 何瑞文,蔡泽祥. 动态相量法在电力系统暂态分析中的作用[J]. 电力系统及其自动化学报,2004,16(3):66-68,82.  
HE Ruiwen, CAI Zexiang. Application of the dynamic phasors in power system transient analysis[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2004, 16(3): 66-68, 82.
- [4] 鄂志君,应迪生,陈家荣,等. 动态相量法在电力系统仿真中的应用[J]. 中国电机工程学报,2008,28(31):42-47.  
E Zhijun, YING Disheng, CHEN Jiarong, et al. Application of dynamic phasor in power system simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(31): 42-47.
- [5] 杨洋,肖湘宁,王昊,等. 电力系统数字混合仿真技术综述及展

望[J]. 电力自动化设备,2017,37(3):203-210,223.

YANG Yang, XIAO Xiangning, WANG Hao, et al. Review and prospect of power system digital hybrid simulation technology [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 203-210, 223.

- [6] 唐亚南,叶华,裴玮,等. MMC-MTDC系统的电磁-机电暂态建模与实时仿真分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(11):99-106.  
TANG Yanan, YE Hua, PEI Wei, et al. Electromagnetic-electromechanical transient modeling and real-time simulation analysis of MMC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(11): 99-106.
- [7] SHU D W, XIE X R, DINAHAHI V, et al. Dynamic phasor based interface model for EMT and transient stability hybrid simulations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(4): 3930-3939.
- [8] MUDUNKOTUWA K, FILIZADEH S, ANNAKAGE U. Development of a hybrid simulator by interfacing dynamic phasors with electromagnetic transient simulation[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2017, 11(12): 2991-3001.
- [9] HUANG Q H, VITTAL V. Advanced EMT and phasor-domain hybrid simulation with simulation mode switching capability for transmission and distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(6): 6298-6308.
- [10] ZHANG P, MARTI J R, DOMMEL H W. Shifted-frequency analysis for EMT simulation of power-system dynamics[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I: Regular Papers, 2010, 57(9): 2564-2574.
- [11] MARTI J R, DOMMEL H W, BONATTO B D, et al. Shifted Frequency Analysis(SFA) concepts for EMT modelling and simulation of power system dynamics[C]//2014 Power Systems Computation Conference. Wroclaw, Poland: IEEE, 2014: 1-8.
- [12] GAO F. Frequency-adaptive modeling for multi-scale simulation of transients in power systems[D]. Seattle, USA: University of Washington, 2008.
- [13] 王毅,朱晓荣,赵书强. 风力发电系统的建模与仿真[M]. 北京:中国水利水电出版社,2015:35-45.
- [14] 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 Proceedings-Electric Power Applications, 1996, 143(3): 231-241.
- [15] ANDERSON P M. Power system control and stability[M]. Iowa, USA: Iowa State University Press, 1977: 44-45.
- [16] 倪以信. 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京:清华大学出版社,2002:6-56,90-94,301.

## 作者简介:



周一辰

周一辰(1990—),女,河南济源人,讲师,博士,主要研究方向为新能源电力系统动态稳定建模分析与控制(E-mail: zycncepu@163.com);

畅布赫(1993—),男,内蒙古乌兰察布人,硕士研究生,主要研究方向为新能源电力系统建模仿真与分析(E-mail: 799178471@qq.com);

李永刚(1967—),男,河北保定人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为新能源电力系统与电气设备运行及监控。

(编辑 王欣竹)

## Power system wideband simulation and analysis based on $dq$ unified frequency transformation

ZHOU Yichen, CHANG Buhe, LI Yonggang

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

**Abstract:** With the prominent characteristics of power electronization in high-proportion new energy power system, the power system wideband simulation faces challenges. Firstly, the basic theory of  $dq$  unified frequency transformation modeling is introduced, and the similarities and differences between  $dq$  unified frequency transform modeling and quasi-static phase modeling are analyzed. Then, based on this basic theory, the multi-scale simulation model of synchronous generator, doubly-fed wind turbine generator and power network is established. Furthermore, aiming at the high-dimensional problem of power grid in system simulation and analysis, a method of system network simplification is proposed to reduce the model order. Finally, IEEE 3-machine 9-bus test system is adopted to verify the accuracy of the proposed simulation model. The simulative results show that the proposed modeling method can correctly calculate the wideband simulation model under oscillation mode, which compensates the shortage that the electro-magnetic transient model cannot calculate the small signal stability mode. Meanwhile, the proposed modeling method has the abilities of fast wideband simulation and high accuracy consistent with the electro-magnetic transient model, which is suitable for large-scale power simulation and analysis.

**Key words:**  $dq$  transformation; unified frequency; wideband simulation model; small-signal stability analysis; power electronization; electric power systems

(上接第147页 continued from page 147)

## Optimal dispatch after security correction control based on steady-state security region of AC/DC hybrid system

CHEN Zhong<sup>1,2</sup>, ZHU Zhengguang<sup>3</sup>, YAN Jun<sup>1,2</sup>, LU Chen<sup>1,2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Jiangsu Key Laboratory of Smart Grid Technology and Equipment, Nanjing 210096, China;

3. State Grid Jiangsu Electric Power Engineering Consulting Co., Ltd., Nanjing 210024, China)

**Abstract:** The security correction control of large-scale AC/DC hybrid system often results in system located in a critical security state. Therefore, it is urgent to study the optimal dispatch strategy of AC/DC hybrid system after security correction control. Based on the steady-state security region theory, a mathematical model of steady-state security region considering  $N-1$  fault constrain is built, and its depicting method of optimal dispatch security sub-region is given. The economics and security of the optimal dispatch model are comprehensively evaluated with the system generation cost, voltage deviation and security margin. By calculating the security distance sensitivity, the sensitive generators and DC lines that have a significant effect on the crucial section are determined, and the security sub-region projections of different dimensions are depicted under the constraints of different security margin, providing richer and more accurate operation information and strategic guidance for optimal dispatch. The analysis of cases shows that the optimal dispatch security sub-region can improve the economics and effectiveness of the system, avoiding the impact of  $N-1$  fault of heavy load line on the secure operation of the system.

**Key words:** AC/DC hybrid system; steady-state security region; security distance sensitivity;  $N-1$  fault of heavy load line; optimal dispatch

## 附录 B

对式 (18) 中的  $C_{2(W-F) \times 2(N+Z)}^2$  进行初等行变换化为规范阶梯型矩阵,  $C_{2(W-F) \times 2(N+Z)}^2$  规范阶梯型有如式 (B1) 所示的一般形式:

$$C_{2(W-F) \times 2(N+Z)}^2 = \begin{bmatrix} E_{2(W-F) \times 2(W-F)} & C_{2(W-F) \times 2(N+Z-W+F)}^r \end{bmatrix} \quad (\text{B1})$$

其中,  $E$  为单位矩阵, 将式 (B1) 代入式 (18), 并对状态变量分块, 可得:

$$[0]_{2(W-F) \times 1} = \begin{bmatrix} E_{2(W-F) \times 2(W-F)} \\ C_{2(W-F) \times 2(N+Z-W+F)}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} x^1_{2(W-F) \times 1} \\ x^2_{2(N+Z-W+F)} \end{bmatrix} \quad (\text{B2})$$

其中,  $x^2$  为降阶后的状态变量。利用主元列得到  $x^1$  与  $x^2$  关系:

$$x^1 = -C^r x^2 \quad (\text{B3})$$

而  $x^1$ 、 $x^2$  与  $x$  的关系为:

$$x = \begin{bmatrix} -C_{2(W-F) \times 2(N+Z-W+F)}^r \\ E_{2(N+Z-W+F)} \end{bmatrix} x^2 = Qx^2 \quad (\text{B4})$$

$$x^1 = \begin{bmatrix} E_{2(W-F)} \\ [0]_{2(W-F) \times 2(N+Z-W+F)} \end{bmatrix} x = Rx$$

将式 (B4) 代入式 (16), 得到降阶后的状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{x}^2 = Q^{-1}AQx^2 + Q^{-1}Bu_i \\ y_i = CQx^2 \end{cases} \quad (\text{B5})$$

此时  $u_i$  与  $y_i$  还是所有母线的输入输出, 因此需继续对  $u_i$  和  $y_i$  变换, 使之成为只含必要母线的输入量。对式 (B5) 状态方程左乘  $-C^r$ , 可得:

$$\dot{x}^1 = -C^r Q^{-1}AQx^2 - C^r Q^{-1}Bu_i \quad (\text{B6})$$

对式 (16) 左乘  $R$ , 有:

$$\dot{x}^1 = RAQx^2 + RBu_i \quad (\text{B7})$$

联立式 (B6) 和式 (B7), 可得  $u_i$  与  $x^2$  关系为:

$$(-RB - C^r Q^{-1})u = (C^r Q^{-1}AQ + RAQ)x^2 \quad (\text{B8})$$

同时所有母线输入  $u_i$  与关键母线输入  $u_i^2$  的关系为:

$$C_{2F \times 2M}^3 u_i = u_i^2 \quad (\text{B9})$$

合并式 (B8) 与式 (B9), 可得:

$$Ju = \begin{bmatrix} (C^r Q^{-1}AQ + RAQ)x^2 \\ u_i^2 \end{bmatrix} \quad (\text{B10})$$

$$J = \begin{bmatrix} -RB - C^r Q^{-1}B \\ C^3 \end{bmatrix}_{2M \times 2M} \quad (\text{B11})$$

有:

$$u_i = J^{-1} \begin{bmatrix} (C^r Q^{-1}AQ + RAQ)x^2 \\ u_i^2 \end{bmatrix} \quad (\text{B12})$$

## 附录 A

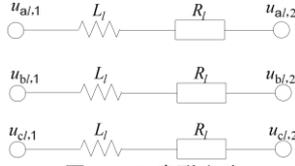


图 A1 RL 串联支路

Fig.A1 RL series branch

如图 A1 所示, abc 坐标下 RL 串联支路模型为:

$$Lp \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{La,1} - u_{La,2} \\ u_{Lb,1} - u_{Lb,2} \\ u_{Lc,1} - u_{Lc,2} \end{bmatrix} \quad (\text{A1})$$

将  $[i_{La} \ i_{Lb} \ i_{Lc}]^T = T_\theta^{-1} [i_{Ld} \ i_{Lq} \ i_{L0}]^T$  代入式 (A1),

令其变换到 dq 统一参考坐标系, 可得:

$$Lp \begin{bmatrix} T_\theta^{-1} i_{Ld} \\ T_\theta^{-1} i_{Lq} \\ T_\theta^{-1} i_{L0} \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{La,1} - u_{La,2} \\ u_{Lb,1} - u_{Lb,2} \\ u_{Lc,1} - u_{Lc,2} \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

使用导数乘积公式展开, 可得:

$$Lp(T_\theta^{-1}) \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} + LT_\theta^{-1} p \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = - \quad (\text{A3})$$

$$R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{La,1} - u_{La,2} \\ u_{Lb,1} - u_{Lb,2} \\ u_{Lc,1} - u_{Lc,2} \end{bmatrix}$$

$$p(T_\theta^{-1}) = -T_\theta^{-1} W \quad (\text{A4})$$

$$W = \begin{bmatrix} 0 & p\theta_L & 0 \\ -p\theta_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A5})$$

因此, 式 (A3) 两边同乘  $T_\theta$  并省略 0 分量可得:

$$P \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & p\theta_L \\ -p\theta_L & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{Ld,1} - u_{Ld,2} \\ u_{Lq,1} - u_{Lq,2} \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

其中,  $u_{Ld,1}$ 、 $u_{Lq,1}$  和  $u_{Ld,2}$ 、 $u_{Lq,2}$  分别为线路两端电压的 d、q 轴分量。

同电阻电感串联支路 dq 模型建立一样, 图 A2 所示 GC 并联支路在 dq 坐标系下的约束方程见式 (15)。

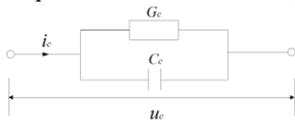


图 A2 GC 并联支路

Fig.A2 GC parallel branch

将  $J^{-1}$  分块:

$$u_i = \begin{bmatrix} J^1 & J^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (C^T R^1 A Q + R^2 A Q) x^2 \\ u_i^2 \end{bmatrix} = \quad (B13)$$

$$J^1 (C^T R^1 A Q + R^2 A Q) x^2 + J^2 u_i^2$$

将式 (B13)、(B3) 代入式 (B5), 可得到降阶系统式 (19)。其中,  $A_n = RAQ + RBJ^1(C^T R^1 A Q + R^2 A Q)$ ,  $B_n = RBJ^2$ ,  $C_n = C^3 C Q$ 。

### 附录 C

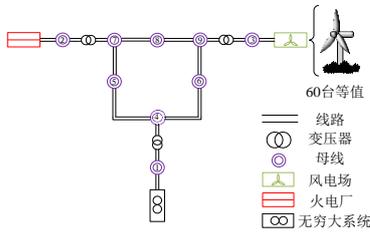


图 C1 含双馈风力发电机的 3 机 9 节点系统结构图  
Fig.C1 Structure diagram of 3-Machine 9-bus system with doubly-fed induction generator

表 C1 双馈风力发电机参数

Table C1 Parameters of doubly-fed induction generator

参数	数值
额定容量	1.67 MV·A
额定电压	575 V
定子电阻	0.007 06 p.u.
定子电感	0.171 p.u.
转子电阻	0.005 p.u.
转子电感	0.156 p.u.
互感	2.9 p.u.
惯性常数	5.04 s
网侧线路电阻	0.001 5 p.u.
网侧线路电感	0.15 p.u.
控制器 $K_{p1}, K_{i1}$	1, 100
控制器 $K_{p2}, K_{i2}$	0.3, 8(80)
控制器 $K_{p3}, K_{i3}$	0.05, 5
控制器 $K_{p4}, K_{i4}$	0.002, 0.05
控制器 $K_{p5}, K_{i5}$	1(0.001), 100
直流侧电容	10 000 $\mu$ F
直流侧电容两端电压	1 200 V
基准风速	12 m/s

注: 在模拟次同步振荡时,  $K_{i2}$  调节为 80; 在模拟超同步振荡时,  $K_{p5}$  调节为 0.001。

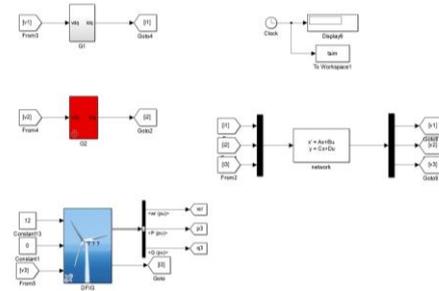


图 C2 dq 统一变换模型示意图

Fig.C2 Schematic diagram of dq unified frequency transform model

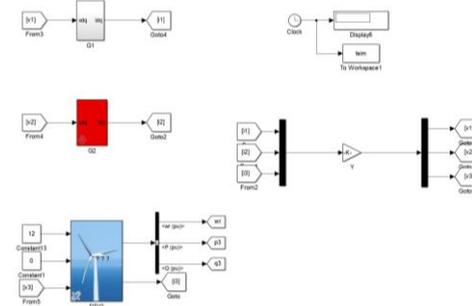


图 C3 准静态相量模型示意图

Fig.C3 Schematic diagram of quasi-static phase model

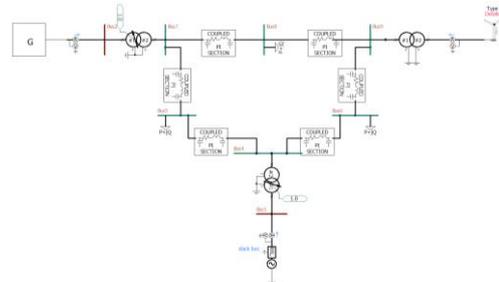


图 C4 电磁暂态模型示意图

Fig.C4 Schematic diagram of electromagnetic transient model

### 附录 D

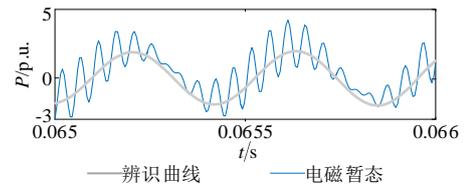


图 D1 辨识曲线与原振荡曲线对比

Fig.D1 Comparison between identification curve and original oscillation curve

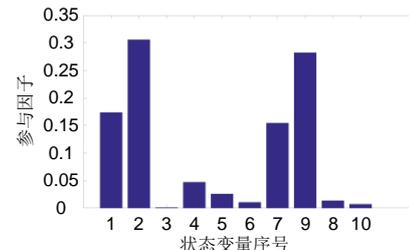


图 D2 失稳特征根的参与因子

Fig.D2 Participation factors of the unstable eigenvalue

表 D1 序号与状态变量对应表  
Table D1 Serial number of state variables

序号	状态变量
1	母线 3 电容 $d$ 轴分量
2	母线 3 电容 $q$ 轴分量
3	双馈风力发电机转子侧 $q$ 轴分量
4	双馈风力发电机定子侧 $q$ 轴分量
5	双馈风力发电机定子侧 $d$ 轴分量
6	双馈风力发电电网侧电路 $q$ 轴分量
7	线路 3-9 $d$ 轴分量
8	线路 3-9 $q$ 轴分量
9	母线 9 电容 $d$ 轴分量
10	母线 9 电容 $q$ 轴分量

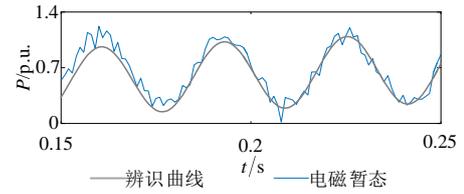


图 D3 次同步振荡曲线和辨识曲线对比

Fig.D3 Comparison of curves of sub-synchronous oscillation and identification

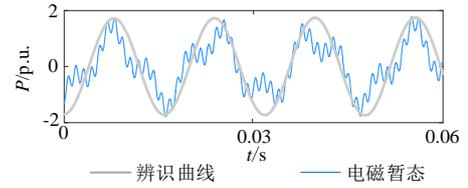


图 D4 超同步振荡曲线和辨识曲线比较

Fig.D4 Comparison of curves super-synchronous oscillation and identification