

考虑频率耦合特性的D-PMSG复数域阻抗建模及其特征分析

苏晨博, 刘崇茹, 王瑾媛, 郝琪, 董浩云
(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京市 102206)

摘要: 阻抗分析法因其简单有效被广泛用于含电力电子变换器的互联系统稳定性研究。然而, 采用传统方法对频域序阻抗建模时, 需通过非线性变换(Park变换及其反变换)进行坐标系转换, 这会导致不同周期分量的卷积运算及相应的频移, 其过程较为烦琐。针对上述问题, 基于复向量时域微分算子, 提出了永磁直驱同步发电机(D-PMSG)等效阻抗建模方法。该方法在时域周期系统稳定运行轨迹的邻域内直接进行小信号线性化, 并采用指数旋转因子灵活反映系统受扰后的时变特性, 结合时域微分算子等效表征互联系统控制环节的动态特性, 避免了频域阻抗建模时坐标系的反复变换, 大幅降低了解析建模的复杂度。此外, 所提方法能够更加清晰地阐释互联系统受到扰动时D-PMSG并网逆变器产生频率耦合现象的物理意义; 同时, 能够说明基频电压初始相位对耦合分量相频特性的影响。最后, 利用仿真验证了所提算法的有效性。

关键词: 复向量; 阻抗建模; 永磁直驱同步发电机(D-PMSG); 频率耦合; 系统稳定性分析

0 引言

随着新时代能源战略发展的需求不断增长, 构建以新能源为主体的新型电力系统是中国实现“双碳”目标的必然选择, 风能作为新能源的重要组成部分, 受到广泛关注^[1-2]。永磁直驱同步发电机(direct-drive permanent magnet synchronous generator, D-PMSG)具有多对磁极, 不需要依靠齿轮箱进行传动, 减少了维修成本, 被广泛应用于陆地及海上风电场。现阶段, D-PMSG经由电力电子变换器并网, 然而, 大规模电力电子器件的馈入会降低电网的“惯量”, 从而改变系统的动态特性, 导致新的稳定性问题^[3], 例如, 电力电子设备之间及其与电网之间相互作用引起的宽频带振荡等^[4-5]。阻抗模型能够将电力电子变换器与电网的互联系统转化成正、负序相互解耦的两个子系统, 然后, 基于奈奎斯特判据分析互联系统的稳定性^[6]。该方法简单有效, 普遍应用于含电力电子设备的互联系统稳定性分析^[7-9]。

但是, 由于大量开关元件的影响, 电力电子变换器的输出电压中包含其他非基频周期分量, 这些周期分量会和系统中的扰动量相互作用, 从而改变系统动态特征。该现象在频域中表现为: 给互联系统注入某一特定频率的电压扰动时, 除了产生同频率

的电流响应分量之外, 还会产生不同频率的电流响应分量, 具有单输入多输出的频率耦合特性^[10], 并且当换流器 $d-q$ 轴的控制器参数设置相差较大或者锁相环(PLL)带宽较宽时, 其产生的频率耦合特性更为突出。此时, 需要分析频率耦合对系统稳定性的影响。

针对上述问题, 文献[11]基于 $d-q$ 坐标系建立电压源型逆变器(VSC)的频域阻抗矩阵, 并给出基于频域的 $d-q$ 坐标系阻抗矩阵和正、负序阻抗矩阵的转换方法, 同时分析了控制参数的设定值对正、负序耦合分量的影响。但是, 该模型没有考虑PLL的动态特性对系统频率耦合的影响。文献[12]在分析VSC的 $d-q$ 坐标系阻抗矩阵时考虑了PLL的频域模型, 并分析了PLL带宽对阻抗矩阵耦合项的影响。文献[13]基于 $d-q$ 坐标系的复平面推导了VSC的频域阻抗模型, 并分析了多种情况下VSC的频率耦合特性。文献[14]建立了考虑完整机侧控制结构的D-PMSG的 $d-q$ 坐标系阻抗模型。文献[15]基于 $d-q$ 坐标系阻抗建模分析了D-PMSG机侧控制参数对海上风电场经柔性直流并网系统稳定性的影响。上述阻抗建模方法均需要对非线性Park变换方程进行线性化处理, 在一定程度上增加了模型的复杂度, 且基于 $d-q$ 坐标系的阻抗矩阵缺乏物理含义。另外, 对于三相不平衡系统或三相系统稳态值中含有的不平衡谐波分量, $d-q$ 坐标系阻抗模型具有一定局限性。

收稿日期: 2023-01-11; 修回日期: 2023-08-09。

上网日期: 2024-02-27。

国家重点研发计划资助项目(2022YFB2402700)。

文献[16]基于 α - β 静止坐标系推导了考虑频率耦合特性的模块化多电平换流器(MMC)序阻抗模型。文献[17-18]则基于序阻抗模型分析了双馈风机并网引发的次超同步振荡问题。序阻抗模型的准确度较高,并且考虑了多种频率的相互作用,但是涉及不同频率的卷积运算,其过程较为复杂,有可能出现无物理意义的分量,例如频率为负的负序分量。

综合以上分析,本文基于复向量和Floquet理论,在时域周期系统稳定运行轨迹的邻域内直接进行小信号线性化,提出了D-PMSG时域等效阻抗建模方法,然后,经拉普拉斯变换分析其频域特性及频率耦合效应,主要创新点如下:

1)本文利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义推导了D-PMSG并网逆变器的时域阻抗模型,并灵活应用指数旋转因子和时域微分算子等效表征PLL及电流内环控制等非线性结构的动态特性,避免了频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移以及不同频率扰动分量的卷积运算,大幅降低了解析建模的复杂度。另外,采用所提方法建模时涉及的非基频周期分量在频域中都有实际物理意义,有着严格的对应关系。

2)采用本文所提方法对D-PMSG频域特性分析时,能够更加清晰地阐释互联系统受扰时D-PMSG不对称控制引发频率耦合现象的物理意义。同时,能够说明电压初始相位对耦合分量相频特性的影响。

3)本文对推导的解析模型进行降阶,并结合奈奎斯特判据分析系统的稳定性,揭示频率耦合特性对互联系统稳定性的影响。

1 基于复数域的旋转矢量动态特性分析

本章推导了共轭基向量在旋转坐标系与静止坐标系下的变换矩阵,并研究了基于复平面的传递函数时域特性及其等效的频域特性,为后续D-PMSG的时域小信号建模及系统稳定性分析奠定了数学基础。

1.1 旋转矢量与坐标变换

本文采用的时域共轭基向量是复数域的一组二维基向量,为了阐释其物理意义,首先介绍静止和旋转坐标系及其数学变换。设有abc三相系统,三相在静止平面中互差 120° ,当忽略零序分量时,其合成的旋转矢量 x 通过Clark变换可以在 α - β 静止坐标系中以复向量的形式表示,即 $x = x_\alpha + jx_\beta$,其中, x_α 、 x_β 分别为矢量 x 在 α 、 β 轴上的投影。

同理,三相静止坐标系经过Park变换可以转换为 d - q 旋转坐标系^[19],且无论是在 α - β 静止坐标系,

还是在 d - q 旋转坐标系,系统始终拥有一组并行的实数域信号。此时,可以将这组并行信号映射到Hilbert空间,即为复数域信号 $X(t)$,其实部和虚部为不同路径的信号。以 d - q 旋转坐标系为例,其复数域信号表示为 $X(t) = X_d(t) + jX_q(t)$,其极坐标的形式表示为:

$$X(t) = Pe^{j\omega t} + Ne^{-j\omega t} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} P = \frac{Ae^{j\phi_1} + Be^{-j\phi_2}}{2} \\ N = \frac{Ae^{-j\phi_1} - Be^{j\phi_2}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω 为旋转速度; ϕ_1 和 ϕ_2 为初始相角; A 、 B 分别为 d 、 q 轴信号的幅值。

此时, $X(t)$ 与其共轭 $X^*(t)$ 是严格Hilbert正交的。因此,不平衡的旋转矢量也能用 $X(t)$ 和 $X^*(t)$ 等效表示,即复数域的基向量可以用于三相平衡或不平衡系统。根据上述分析可知,当忽略零序分量时,三相合成旋转电动势 v 可以由二维基向量 $v_{pn} = [v_p, v_n]^T$ 在静止坐标系中等效表示,其中, v_p 和 v_n 分别为正、反向旋转的复向量,它们互为共轭,为了方便表述,后文将其简称为共轭基向量。 v_p 和 v_n 在 α - β 静止坐标系下的表达式为:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha + jv_\beta \\ v_\alpha - jv_\beta \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} V_p(s) \\ V_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha(s) + jV_\beta(s) \\ V_\alpha(s) - jV_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: v_α 和 v_β 分别为 v 在 α 轴和 β 轴上的投影;小写标识表示时域变量,大写标识表示频域变量,后文不再赘述。

同理,可得旋转 d - q 坐标系下共轭序矢量 $[v_p, v_n]^T$ 的表达式为:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d + jv_q \\ v_d - jv_q \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} V_p(s) \\ V_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} (V_d(s - j\omega) + jV_q(s - j\omega)) \\ e^{-j\varphi_1} (V_d(s + j\omega) - jV_q(s + j\omega)) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: v_d 和 v_q 分别为 v 在 d 轴和 q 轴上的投影; $\theta = \omega t$ 表示旋转角度; φ_1 为初始相角,在频域中表示为频移 $\pm j\omega$; $e^{\pm j\varphi_1}$ 表示指数形式的初始相移。

由式(3)和式(4)可见,共轭序矢量能够在静止和旋转坐标系下相互转换,其转换方式在时域中表现为乘以指数形式的旋转因子 $\gamma = \text{diag}(e^{j\theta}, e^{-j\theta})$ 。显然,从上式中可以发现,复平面旋转矢量不仅会导致频率的偏移,而且会造成相位的偏差。同样的关

系也适用于其他旋转矢量,例如三相合成的旋转电流或者脉宽调制(PWM)的调制信号。

1.2 基于复平面的传递函数特性分析

假设一个复数域系统的输入量为 u ,其对应的输出量 y 可以用传递函数的形式表示为:

$$y = G(\rho)u \leftrightarrow Y(s) = G(s)U(s) \quad (5)$$

式中: $G(\rho)$ 为时域中的传递函数; $\rho = d/dt$,表示微分算子。

根据前文的分析可知,空间旋转矢量 u 和 y 可以转换为静止坐标系下的复向量,即

$$\begin{cases} u_s = e^{j\theta} u \\ y_s = e^{j\theta} y \end{cases} \quad (6)$$

式中: u_s 和 y_s 分别表示静止坐标系下的输入复向量 u 和输出复向量 y 。

将式(6)代入式(5)可以得出如下关系式:

$$y_s = e^{j\theta} G(\rho) e^{-j\theta} u_s \quad (7)$$

其中, $\rho(e^{-j\theta} u_s) = -j\omega(e^{-j\theta} u_s) + e^{-j\theta} \rho(u_s) = e^{-j\theta}(\rho - j\omega)u_s$,不失一般性,可以推广至传递函数 $G(\rho)$,推导过程见附录A,则式(7)可以改写为:

$$\begin{aligned} y_s &= e^{j\theta} G(\rho) e^{-j\theta} u_s = e^{j\theta} e^{-j\theta} G(\rho - j\omega) u_s \Rightarrow \\ y_s &= G(\rho - j\omega) u_s \leftrightarrow Y_p(s) = G(s - j\omega) U_p(s) \end{aligned} \quad (8)$$

式中: $U_p(s)$ 和 $Y_p(s)$ 分别为频域正向输入、输出信号。

同理,可得输入、输出复向量 u_s 、 y_s 的共轭 u_s^* 、 y_s^* 之间的传递函数关系式为:

$$\begin{aligned} y_s^* &= e^{-j\theta} G(\rho) e^{j\theta} u_s^* = e^{j\theta} e^{-j\theta} G(\rho + j\omega) u_s^* \Rightarrow \\ y_s^* &= G(\rho + j\omega) u_s^* \leftrightarrow Y_n(s) = G(s + j\omega) U_n(s) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $U_n(s)$ 和 $Y_n(s)$ 分别为频域负向输入、输出信号。

通过式(8)和式(9)能够将时域中传递函数的动态旋转特性等效表示为频域中的频移,这为后续D-PMSG并网逆变器的时域小信号分析与阻抗建模奠定了数学基础。

2 基于复平面的D-PMSG阻抗建模方法

本章基于复平面的共轭基向量提出了D-PMSG的时域等效阻抗建模方法,并研究了D-PMSG并网逆变器交直流侧电压的交互特性。

2.1 D-PMSG时域等效交流阻抗建模

一般情况下,D-PMSG需经背靠背换流器并网,其电机动态特性对电网影响较小。因此,可以简化为图1所示典型结构,即直流电流源并联换流器。图中: L_f 和 C_f 分别为并网侧滤波器的电感和电容;

CC表示内环电流控制器;DVC表示外环电压控制器,它们都采用比例-积分(PI)算法; $\bar{m}_a$ 、 $\bar{m}_b$ 、 $\bar{m}_c$ 表示PWM生成的调制信号,本文根据平均值模型等效获得调制信号从而消除开关纹波^[20]; v_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和电流; C_{dc} 为直流电容; i_a 、 i_b 、 i_c 和 v_a 、 v_b 、 v_c 分别为网侧变流器输出的三相电流和三相并网电压; $i(t)$ 、 $v(t)$ 分别为并网点电流、电压的瞬时值; v_{dref} 为直流电压参考值; i_d 、 i_q 和 v_d 、 v_q 分别为网侧变流器输出电流和并网电压在 d 、 q 轴上的对应分量。

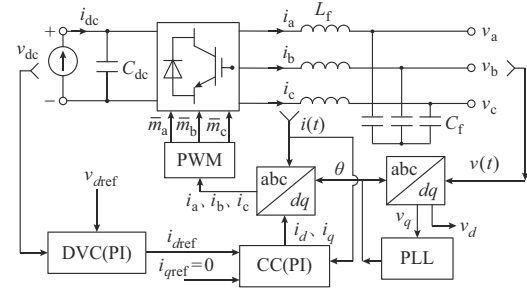


图1 典型D-PMSG简化结构
Fig.1 Simplified structure of typical D-PMSG

在三相系统中,含小扰动谐波电压瞬时值 $v_\varphi(t)$ 可以表示为:

$$v_\varphi(t) = v_{\varphi,1}(t) + \tilde{v}_{\varphi,p}(t) \quad \varphi = a, b, c \quad (10)$$

式中: $v_{\varphi,1}(t)$ 表示基波电压分量,基准频率 $f_1 = 50$ Hz; $\tilde{v}_{\varphi,p}(t)$ 表示谐波电压,顶标“~”表示对应变量的小信号谐波分量。

根据图1所示D-PMSG电路图,并忽略线路中的电阻,可以得出如下电路关系:

$$\rho L_f [i_a, i_b, i_c]^T = [\bar{m}_a, \bar{m}_b, \bar{m}_c]^T m_f \frac{v_{dc0}}{2} - [v_a, v_b, v_c]^T \quad (11)$$

式中: v_{dc0} 为直流侧电压稳态值; m_f 为调制比;设 $K_f = m_f v_{dc0}/2$,为调制增益系数。

根据谐波平衡理论^[21],将式(10)代入式(11)得到系统受扰时并网逆变器的激励响应过程,推导过程见附录B。

$$\rho L_f [\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{i}_c]^T = [\Delta \bar{m}_a, \Delta \bar{m}_b, \Delta \bar{m}_c]^T K_f +$$

$$[\bar{m}_{a0}, \bar{m}_{b0}, \bar{m}_{c0}]^T m_f \frac{\tilde{v}_{dc}}{2} - [\tilde{v}_a, \tilde{v}_b, \tilde{v}_c]^T \quad (12)$$

式中: $\bar{m}_{a0}$ 、 $\bar{m}_{b0}$ 、 $\bar{m}_{c0}$ 表示扰动发生前PWM信号的初始值; Δ 表示对应变量的扰动量。

将式(3)、式(4)代入式(12),可以得到谐波分量的复向量表达式为:

$$\rho L_f [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T = [\Delta \bar{m}_p, \Delta \bar{m}_n]^T K_f + m_f [M_{p0}, M_{n0}]^T \tilde{v}_{dc} - [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T \quad (13)$$

其中

$$\begin{cases} [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T = \frac{3}{2} P [v_\alpha, v_\beta]^T \\ [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T = \frac{3}{2} P [\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta]^T \\ P = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\Delta \bar{m}_p, \Delta \bar{m}_n$ 为复平面中静止坐标系下调制信号的扰动响应; P 为变换矩阵; M_{p0}, M_{n0} 为静止坐标系下网侧换流器调制信号的稳态初始值; v_α, v_β 和 i_α, i_β 分别为并网逆变器输出电压和并网电流在静止坐标系 α, β 轴上的对应分量。

通过图1可知, D-PMSG 并网侧换流器一般采用基于 d - q 旋转坐标系的闭环控制。根据式(6)将 $\Delta \bar{m}_p, \Delta \bar{m}_n$ 转换为 d - q 坐标系下的复向量:

$$K_i \gamma P \begin{bmatrix} \Delta \bar{m}_d \\ \Delta \bar{m}_q \end{bmatrix} = K_i \gamma P \left\{ \begin{bmatrix} G_i(\rho) & K_i \\ -K_i & G_i(\rho) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} \tilde{i}_{dref} \\ \tilde{i}_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \right) + K_v(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \right\} \quad (15)$$

式中: $\Delta \bar{m}_d$ 和 $\Delta \bar{m}_q$ 为 d - q 坐标系下调制信号的扰动响应; $G_i(\rho) = k_{pi} + k_{ii}/\rho$ 表示电流环PI控制器的传递函数, 其中, k_{pi} 和 k_{ii} 分别表示PI控制器的增益和积分常数; $K_v(\rho) = 1/(1 + \rho T_v)$ 表示电压采样滤波器, 其中, T_v 为滤波时间常数; $K_i = -\omega L_f$ 。

当系统电压中存在小扰动谐波时, PLL 输出的相角会产生相应的偏差, 即 $\tilde{\theta}$, 其时域表达式为^[22]:

$$\begin{cases} \tilde{\theta} = \frac{H_{PLL}(\rho) \tilde{v}_q}{1 + v_{d0} H_{PLL}(\rho)} = T_{PLL}(\rho) \tilde{v}_q \\ H_{PLL}(\rho) = \frac{1}{\rho} \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}}{\rho} \right) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $T_{PLL}(\rho)$ 为 PLL 的闭环传递函数; v_{d0} 为并网电压 d 轴分量的稳态值; k_{pi} 和 k_{ii} 分别为 PLL 的 PI 控制器的增益和积分常数。

将式(4)代入式(16), 可得相角偏移复向量 $\tilde{\theta}$ 的表达式为:

$$\tilde{\theta} = \gamma \frac{T_{PLL}(\rho)}{2j} [e^{-j\theta}, e^{j\theta}] [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T \quad (17)$$

由以上分析可知, 当 D-PMSG 并网点发生小扰动时, 控制器的输出信号中不仅包含相应的谐波分量, 还存在由非线性变换产生的相角偏移。这种动态特性可以用复向量等效表示为:

$$[\tilde{i}_d, \tilde{i}_q]^T = P^{-1} \gamma^{-1} \{ [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T - j [i_{p0}, i_{n0}]^T \tilde{\theta} \} \quad (18)$$

式中: i_{p0} 和 i_{n0} 表示稳态时并网逆变器输出基频电流的复向量。

同理, 可得端口电压关于相角扰动响应分量的

复向量形式:

$$[\tilde{v}_d, \tilde{v}_q]^T = P^{-1} \gamma^{-1} \{ [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T - j [v_{p0}, v_{n0}]^T \tilde{\theta} \} \quad (19)$$

式中: v_{p0} 和 v_{n0} 分别表示并网电压正序、负序分量的稳态值。

设 $G_{dvc}(\rho) = k_{pdvc} + k_{idvc}/\rho$ 为网侧换流器外环直流电压控制的传递函数, 其中, k_{pdvc} 和 k_{idvc} 分别为 PI 控制器的增益和积分常数。 $G_{dvc}(\rho)$ 与内环控制器 d 轴电流参考值的扰动 $\tilde{i}_{dref}$ 之间的数学关系为:

$$\tilde{i}_{dref} = -G_{dvc}(\rho) \tilde{v}_{dc} \quad (20)$$

另外, 实际工程中 i_{qref} 通常设为 0, 以确保 D-PMSG 的功率因数接近于 1, 则 q 轴电流参考值的扰动分量 $\tilde{i}_{qref} \approx 0$ 。将式(18)一式(20)代入式(15)可得:

$$\begin{aligned} m \begin{bmatrix} \tilde{m}_p \\ \tilde{m}_n \end{bmatrix} &= G_i(\rho) \left(\begin{bmatrix} -G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} - \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} \right) + \\ &\frac{1}{2} \gamma T_{PLL}(\rho) \begin{bmatrix} i_{p0} e^{-j\theta_1} & -i_{p0} e^{j\theta_1} \\ -i_{n0} e^{-j\theta_1} & i_{n0} e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} + \\ &K_i \begin{bmatrix} K_v(\rho - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \cdot \\ &\left(\begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \gamma T_{PLL}(\rho) \begin{bmatrix} v_{p0} e^{-j\theta_1} & -v_{p0} e^{j\theta_1} \\ -v_{n0} e^{-j\theta_1} & v_{n0} e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $\tilde{m}_p$ 和 $\tilde{m}_n$ 分别为复平面中调制信号的正、反向旋转的扰动分量; i_{p0}, i_{n0} 分别为并网逆变器输出电流正序、负序分量的稳态值; θ_1 为基频旋转角; ω_1 为基频旋转速度; 参数 $G_i(\rho)$ 的具体表达式见附录 B 第 B2 章。

将式(21)代入式(13)可得基于复数域静止坐标系下的电流和电压扰动响应分量的动态关系为:

$$\begin{aligned} V_{dc0} G_c(\rho) \tilde{v}_{dc} - V_{dc0} G_i(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} &+ V_{dc0} G_{iPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} + \\ V_{dc0} G_v(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} - V_{dc0} G_{vPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} &+ \\ m_i \begin{bmatrix} M_{p0} \\ M_{n0} \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} - \rho L_f \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

式中: V_{dc0} 为稳态直流电压; 参数 $G_c(\rho)$ 、 $G_{iPLL}(\rho)$ 、 $G_v(\rho)$ 、 $G_{vPLL}(\rho)$ 的具体表达式见附录 B 第 B2 章。

对式(22)化简可得:

$$\begin{aligned} (V_{dc0} G_i(\rho) + \rho L_f) [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T &= G_{dc}(\rho) \tilde{v}_{dc} + \\ [V_{dc0} (G_v(\rho) - G_{vPLL}(\rho) + G_{iPLL}(\rho)) - I] [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T \end{aligned} \quad (23)$$

式中: L_f 为滤波器电感矩阵; I 为单位矩阵; 参数 $G_{dc}(\rho)$ 的具体表达式见附录 B 第 B2 章。

显然, 从式(21)可以看出, D-PMSG 并网点电

流、电压的正、负序分量具有耦合特性(本文所述的频率耦合特性的非线性特征说明见附录C第C1章),产生这种现象的主要原因是PLL等 d - q 轴控制环节不对称导致 d - q 轴变量的动态特性不一致。通过分析上述交流侧等效阻抗矩阵中的非对角元素可知,正、负序矢量的动态耦合会在系统中产生两种反向旋转的周期分量;当D-PMSG并网逆变器 d - q 轴控制参数相同,或者采用一些改进的PLL时(例如加入正交变换的PLL),可以降低系统中耦合分量的幅值,此时,可以忽略 $Z_{pn}(\rho)$ 和 $Z_{np}(\rho)$ (D-PMSG交流侧阻抗矩阵 $Z_{AC}(\rho)$ 中的耦合项)的值。

2.2 D-PMSG 交直流电压交互特性分析

与D-PMSG交流侧时域阻抗建模方法类似,基于复数域的二维基向量也可以用于D-PMSG并网逆变器的交直流侧电压动态交互特性分析。

目前,工程上常用的换流器调制方法为空间矢量调制(SVPWM)。其开关占空比与调制信号的关系可以表示为:

$$d_a = \frac{1}{2} (m_i \bar{m}_a + 1) \quad (24)$$

式中: d_a 为换流器a相桥臂绝缘栅双极型晶体管(IGBT)的开关函数。

根据变换方程式(3)和式(4),可以得到开关函数的复向量表达式为:

$$[d_p, d_n]^T = \frac{1}{2} m_i [\bar{m}_p, \bar{m}_n]^T \quad (25)$$

式中: d_p 和 d_n 为开关占空比的复向量; $\bar{m}_p$ 、 $\bar{m}_n$ 为扰动发生前复平面中静止坐标系下PWM调制信号的初始值。

根据图1可知,D-PMSG并网逆变器交流侧和直流侧之间的电压和电流可用复数域的二维基向量表示,即

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha + jv_\beta \\ v_\alpha - jv_\beta \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} d_p \\ d_n \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$i_{dc} = \frac{d_p + d_n}{2} \frac{i_p + i_n}{2} + \frac{d_p - d_n}{2j} \frac{i_p - i_n}{2j} = \frac{1}{2} [d_p, d_n] [i_n, i_p]^T = \frac{1}{2} (d_p i_n + d_n i_p) \quad (27)$$

式中: i_p 、 i_n 为并网逆变器输出电流的复向量。

根据式(12)的电路关系,并考虑直流侧电压动态响应,得到系统的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_p \\ \tilde{d}_n \end{bmatrix} v_{dc0} + \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} - \rho L_f \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中: D_{p0} 和 D_{n0} 为开关占空比的初始值的复向量,将其转换到 d - q 坐标系下以便与直流侧电压统一表征。

$$\begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\theta} D_{d0} \\ e^{j\theta} D_{q0} \end{bmatrix} = \gamma P \begin{bmatrix} D_{d0} \\ D_{q0} \end{bmatrix} \quad (29)$$

式中: D_{d0} 和 D_{q0} 分别表示 d 、 q 轴的初始开关占空比,可根据初始三相坐标系下占空比计算得到。

根据式(28)和基尔霍夫定律可得直流侧端口电压的小信号表达式为:

$$\tilde{v}_{dc} = \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) [D_{n0}, D_{p0}] [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T + \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) [i_{n0}, i_{p0}] [\tilde{d}_p, \tilde{d}_n]^T \quad (30)$$

式中: $Z_{dc}(\rho)$ 为采用复向量对机侧换流器控制器小信号线性化建模得到的等效直流侧阻抗,其详细推导过程见附录C第C2章。

将式(30)代入式(23)后化简可得:

$$\begin{cases} [\tilde{d}_p, \tilde{d}_n]^T = G_c(\rho) G_1(\rho) [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T + \\ G_c(\rho) G_2(\rho) [\tilde{d}_p, \tilde{d}_n]^T - G_i(\rho) [\tilde{i}_p, \tilde{i}_n]^T + \\ G_{iPLL}(\rho) [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T + G_v(\rho) [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T - \\ G_{vPLL}(\rho) [\tilde{v}_p, \tilde{v}_n]^T \\ G_1(\rho) = \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) [i_{n0}, i_{p0}] \\ G_2(\rho) = \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) [D_{n0}, D_{p0}] \end{cases} \quad (31)$$

将式(31)代入式(23),可得考虑机侧模型的D-PMSG交流侧阻抗 $Z_{AC}(\rho)$ 的详细表达式为:

$$Z_{AC}(\rho) = \begin{bmatrix} Z_{pp}(\rho) & Z_{pn}(\rho) \\ Z_{np}(\rho) & Z_{nn}(\rho) \end{bmatrix} = \frac{[X_3(\rho) - G_{dc}(\rho)(G_1(\rho) + G_2(\rho)X_1(\rho))] \cdot (G_{dc}(\rho)G_2(\rho)X_2(\rho) + X_4(\rho))^{-1}}{(32)}$$

其中

$$\begin{cases} X_1(\rho) = (G_c(\rho)G_2(\rho) - G_i(\rho)) \cdot (I - G_c(\rho)G_1(\rho))^{-1} \\ X_2(\rho) = (G_{iPLL}(\rho) + G_v(\rho) - G_{vPLL}(\rho)) \cdot (I - G_c(\rho)G_2(\rho))^{-1} \\ X_3(\rho) = V_{dc0} G_i(\rho) + \rho L_f \\ X_4(\rho) = V_{dc0} (G_v(\rho) - G_{vPLL}(\rho) + G_{iPLL}(\rho)) - I \end{cases} \quad (33)$$

式中: $Z_{pp}(\rho)$ 、 $Z_{nn}(\rho)$ 为D-PMSG交流侧阻抗矩阵 $Z_{AC}(\rho)$ 中的对角项。

分析式(33)可知,交流侧小信号电压谐波会导致调制信号的畸变,从而在交流侧电流和直流侧电压中衍生出相应的谐波分量,这些扰动量会与直流电压交互耦合,产生正向和反向旋转的周期分量,它们之间的相对角速度为 $2\omega_1$ 。因此,通过图2可以表征D-PMSG并网逆变器交直流侧电压的动态交互特性。图中: $Z_{dc}(\rho)$ 为折算到D-PMSG交流侧的等

效直流链路阻抗; $Z_s(\rho \pm j\omega_1 + \omega_r)$ 为等效机侧阻抗,其中, ω_r 为D-PMSG的机械角速度; θ_r 为同步机电角速度; D_{dq} 和 D_{dq}^* 分别为 dq 坐标系下的开关占空

比及其共轭; $\tilde{d}_{sp}$ 和 $\tilde{d}_{sn}$ 为静止坐标系下机侧开关占空比扰动分量的复向量; $\tilde{i}_{rp}$ 、 $\tilde{i}_{rn}$ 和 $\tilde{v}_{rp}$ 、 $\tilde{v}_{rn}$ 分别为静止坐标系下转子侧电流和电压扰动分量的复向量。

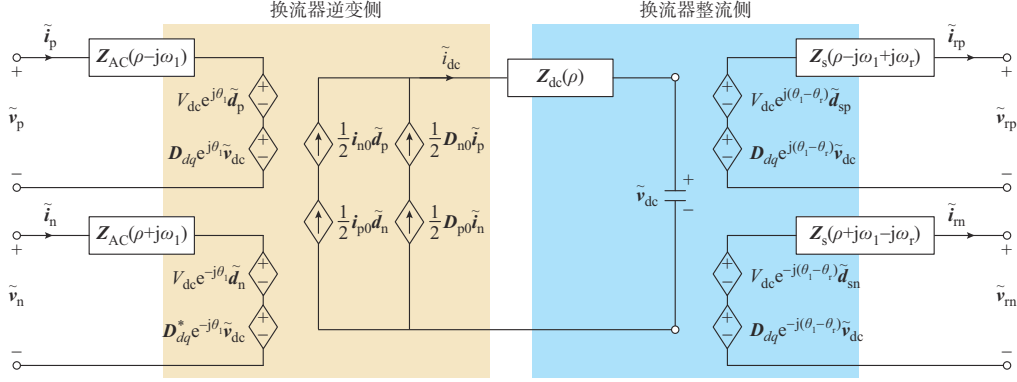


图2 D-PMSG 并网逆变器交直流电压交互特性

Fig. 2 AC/DC voltage interaction characteristics of D-PMSG grid-connected inverter

综上所述,本章提出的D-PMSG阻抗建模方法通过复数域静止坐标系的共轭基向量等效表示系统的小扰动谐波分量,推导了D-PMSG并网点端口电压与电流激励、响应的动态关系,避免了非线性变换和频域卷积计算,降低了解析建模的复杂程度。此外,该方法还能用于分析D-PMSG并网逆变器交直流侧电压动态交互特性。

3 复向量阻抗模型的频域特性及其优势

本章分析了所提D-PMSG复数域阻抗模型的频域特性,并验证了其通过频域谐波线性化方法推导的序阻抗模型具有相同频域特性。

3.1 D-PMSG换流器的频率耦合特性

为了定量判断系统的稳定裕度并直观反映参数变化对系统频率耦合特性的影响,需要对所提阻抗模型进行频域特性分析。将式(32)中的阻抗表达进行拉普拉斯变换,得到D-PMSG交流侧等效阻抗的频域表达式:

$$Z_{AC}(s) = \begin{bmatrix} Z_{pp}(s) & Z_{pn}(s) \\ Z_{np}(s) & Z_{nn}(s) \end{bmatrix} = [X_3(s) - G_{dc}(s)(G_1(s) + G_1(s)X_1(s))]^{-1} \cdot (G_{dc}(s)G_1(s)X_2(s) + X_4(s)) \quad (34)$$

其中

$$\begin{cases} X_1(s) = (G_c(s)G_2(s) - G_i(s))(I - G_c(s)G_1(s))^{-1} \\ X_2(s) = (G_{iPLL}(s) + G_v(s) - G_{vPLL}(s)) \cdot (I - G_c(s)G_2(s))^{-1} \\ X_3(s) = V_{dc0}G_i(s) + sL_f \\ X_4(s) = V_{dc0}G_v(s) - V_{dc0}G_{vPLL}(s) + V_{dc0}G_{iPLL}(s) - I \end{cases} \quad (35)$$

对比式(33)和式(35)可以得出以下结论: $d-q$ 轴不平衡控制会导致系统受扰时逆变器交流侧除了产生同频率的响应分量外,还会产生另一个不同频率的耦合分量,该分量在时域中表现为旋转方向相反的周期矢量,在频域中表现为 $\omega_p - 2\omega_1$ 的频移及 $2\varphi_1$ 的相角偏差。

进一步分析由交流侧电压扰动导致的直流侧电压动态变化的频域响应特征,对式(30)进行拉普拉斯变换可得:

$$\begin{aligned} \tilde{V}_{dc}(s - j\omega_1) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(s - j\omega_1) (I_{dq}^* D_p(s) + \\ &D_{dq}^* \tilde{I}_p(s) + D_{dq} \tilde{I}_n(s - 2j\omega_1) + I_{dq}^* D_n(s - 2j\omega_1)) \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \tilde{V}_{dc}(s + j\omega_1) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(s + j\omega_1) (D_{dq} \tilde{I}_n(s) + \\ &I_{dq}^* D_n(s) + I_{dq}^* D_p(s + 2j\omega_1) + D_{dq}^* \tilde{I}_p(s + 2j\omega_1)) \end{aligned} \quad (37)$$

式中: $D_p(s)$ 和 $D_n(s)$ 分别为复平面下开关占空比的正、反向旋转分量; $\tilde{I}_p(s)$ 和 $\tilde{I}_n(s)$ 分别为复平面中电流的正、反向旋转的扰动分量; I_{dq} 为 $d-q$ 坐标系下的电流复向量 I_{dq} 的共轭。

由式(36)可知,假设系统电压中存在频率为 f_p 的正序扰动分量,直流侧电压响应的谐波分量频率为 f_{dq} ,它们之间的关系可以表示为: $f_p - f_{dq} = f_1$ 。同理,分析式(37)可知, f_{dq} 和频率为 f_n 的负序扰动分量之间的关系可以表示为 $f_n + f_1 = f_{dq}$,并且式(36)和式(37)中相应的正、负旋转分量在频域中存在 $2f_1$ 的频率差,对应于时域中正、反向旋转且相角差为 $2\theta_1$ 的周期分量。因此,D-PMSG并网逆变器的直流电压与交流电流受扰动产生的非基频响应分量在不同

坐标系中,满足表1所示的频率关系。

表1 直流电压与交流电流扰动响应分量频率关系
Table 1 Frequency relationship of DC voltage and AC current disturbance response component

扰动(输入 $\tilde{v}$)		耦合分量(输出 $\tilde{v}_{dc}$ 和 $\tilde{i}$)			
		dq 旋转坐标系		静止坐标系	
频率	相序	频率	方向	频率	相序
f_p	正	$f_p - f_1 (f_p > f_1)$	正	$f_p - 2f_1 (f_p > 2f_1)$	负
		$f_1 - f_p (f_p < f_1)$	反	$2f_1 - f_p (f_p < 2f_1)$	正
f_n	负	$f_n + f_1$	正	$f_n + 2f_1$	正

综合分析交流侧电流和直流侧电压的扰动响应特性可知,所提D-PMSG复向量阻抗模型与采用谐波线性化方法推导的频域序阻抗模型^[20]具有相同频域特性。

3.2 基于复向量的D-PMSG阻抗模型优势分析

本文基于复平面的一组共轭二维基向量推导了D-PMSG并网逆变器交流侧等效阻抗模型;与之前文献提出的D-PMSG阻抗建模方法相比,其优

势为:

1)所提方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在D-PMSG稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化,推导了其小信号阻抗模型,并灵活应用指数旋转因子和时域微分算子等效表征PLL和内外环控制等非线性结构的动态特性,从而避免了非线性Park变换线性化计算,较大程度地提高了理论分析效率。

2)采用本文所提方法分析D-PMSG并网系统的频域特性时,仅需要根据拉普拉斯变换作一次相应的频移,避免了传统频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移及相应的频域卷积运算,大幅降低了解析建模的复杂度;同时,能够说明电压初始相位对系统频率耦合分量产生影响的物理意义。

不同D-PMSG等效阻抗建模方法对比如表2所示。从表中可以看出,本文所提算法的显著优势为:1)不用进行非线性变换的线性化计算,大幅提高计算效率;2)基于时域推导,能够明确阐释不同周期分量的物理意义。

表2 各阻抗建模方法特性对比分析
Table 2 Comparative analysis of characteristics on different impedance modeling methods

对比特性	广义阻抗	d - q 坐标系阻抗	正负序阻抗	所提方法
坐标系	极坐标系	d - q 坐标系	静止坐标系	复平面静止坐标系
振荡物理意义	互联系统广义阻抗串联谐振		互联系统正负序网络串联谐振 互联系统复数域阻抗串联谐振	
计算量对比	LT+NT(θ)+SYM	LT+NT(θ)+SYM	LT+2NT(θ)	LT
是否对称	✓	×	✓	✓
频域-时域是否严格对应	✓		×	✓

注:NT(θ)表示非线性变换;LT表示线性化;SYM表示对称化。

4 算例分析

本章通过仿真分析验证了所提方法的有效性和准确性,并利用所提方法研究D-PMSG并网逆变器的频率耦合特性及基频电压初始相角对耦合分量幅相特性的影响。

4.1 所提方法准确性评估及系统频率耦合特性分析

仿真所用D-PMSG简化结构如图1所示,其参数见附录D表D1,且内环电流控制器的 d 轴和 q 轴参数设置如下: d 轴, $k_{pid}=0.92, k_{iia}=105$; q 轴, $k_{piq}=0.71, k_{iq}=158$ 。采用所提算法推导的D-PMSG并网逆变器频域解析模型与仿真扫频得到的幅频特性对比如附录D图D1所示。可以看出,两种曲线的相似程度较高,说明了该方法的有效性。观察图D1可以得出以下结论:1)正序阻抗 $Z_{pp}(s)$ 在频率 50 Hz 左右的相位超过 180° , 这是由 PLL 的控制造成

的;2) $Z_{pp}(s)$ 和 $Z_{nn}(s)$ 在基频附近呈现出负阻效应,在此频段内D-PMSG容易与交流电网发生交互作用;3)系统的高频特性主要取决于线路的电容和电感,且正、负序阻抗的高频特性相同。附录D图D2反映 $Z_{AC}(s)$ 中的非对角元素 $Z_{pn}(s)$ 和 $Z_{np}(s)$ 的幅频特性,即系统频率耦合特性。显然,当 d - q 轴控制器参数不对称时, $Z_{pn}(s)$ 和 $Z_{np}(s)$ 在低频段内的幅值跟 $Z_{pp}(s)$ 接近,此时,D-PMSG的并网逆变器的频率耦合特性不可忽略。另外,为了进一步验证所提方法的准确性,本文基于实时数字仿真系统(RTDS)做了半实物仿真实验,实验设备及接线方式见附录E图E1,实验结果如图E2所示。从图中可以看出,解析曲线和实验曲线的重合度较高,说明所提方法较为准确。

进一步研究 d 轴和 q 轴内环电流控制参数的不对称程度对并网逆变器频率耦合特性的影响,结果

见图3。观察图3可以发现, d 轴和 q 轴PI控制参数越相近,D-PMSG 并网逆变器交流侧等值阻抗 $Z_{AC}(s)$ 非对角元素的幅值越小,且当 $k_{pid}=k_{piq}$, $k_{iid}=k_{iiq}$ 时, $Z_{AC}(s)$ 非对角元素的幅值达到最小值,此时系统的频率耦合程度最低。同时,图3还表明, d 轴和 q 轴PI控制参数的改变对 $Z_{AC}(s)$ 非对角元素的相角影响很小。通过观察图4的 $Z_{AC}(s)$ 对角元素Bode曲线,可以发现系统内环电流控制器的不对称性对正、负序阻抗的幅值和相角影响很小。

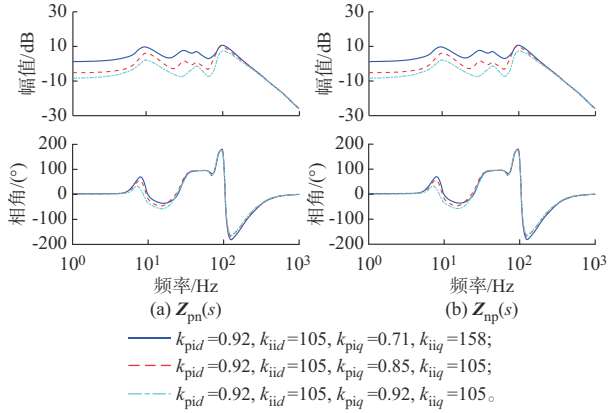


图3 不同控制参数下的 $Z_{AC}(s)$ 非对角元素的幅频特性
Fig. 3 Amplitude-frequency characteristics of off-diagonal elements of $Z_{AC}(s)$ with different control parameters

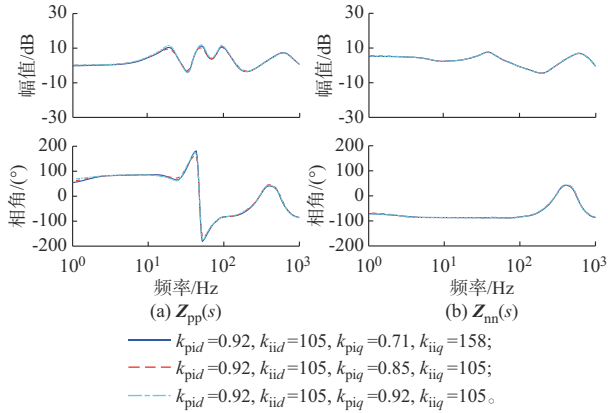


图4 不同控制参数下的 $Z_{AC}(s)$ 对角元素的幅频特性
Fig. 4 Amplitude-frequency characteristics of diagonal elements of $Z_{AC}(s)$ with different control parameters

根据前文分析可知,基频电压的初始相角 φ_1 会影响耦合分量的相位,具体表现为:电压初始相角会导致D-PMSG 并网逆变器交流侧等效阻抗 $Z_{AC}(s)$ 的频率耦合项存在相位偏移。本节通过解析模型和RTDS硬件在环实验,对比分析了基频电压的初始相角 φ_1 对D-PMSG 交流侧等效阻抗矩阵 $Z_{AC}(s)$ 中非对角元素(频率耦合项)相频特性的影响。仿真和理论模型结果对比如图5所示。显然,当忽略基频

电压初始相角 φ_1 时, $Z_{pn}(s)$ 和 $Z_{np}(s)$ 的解析模型和仿真结果会存在一个相角差,为 $\pm 2\varphi_1$,对应于解析模型中的 $e^{\pm j2\varphi_1}$ 。值得注意的是,当 $2\varphi_1 > 360^\circ$ 或者 $2\varphi_1 < -360^\circ$ 时,相位偏移为 $2\varphi_1 - 360^\circ$ 。

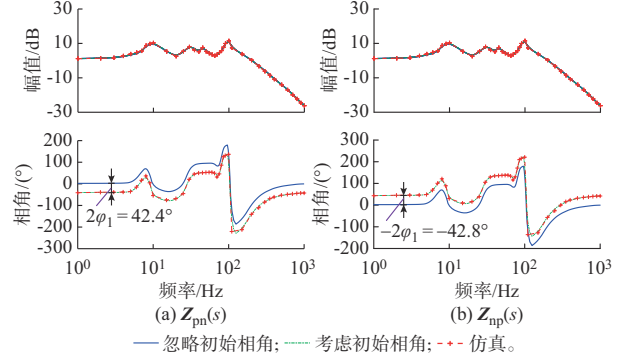


图5 初始电压相角对 $Z_{AC}(s)$ 非对角元素频域特性的影响
Fig. 5 Effect of initial voltage phase angle on frequency-domain characteristics of off-diagonal elements of $Z_{AC}(s)$

电压初始相角对不同类型风电集群交互稳定性的影响如图6所示。从图6(a)可以看出,当直驱风电机组电压初始相角 $\varphi_1=0^\circ$ 时,两种不同类型的风机阻抗幅值于18 Hz处相交,此时它们之间的相角差为 98° ,系统稳定。图6(b)则表明当直驱风电机组电压初始相角 $\varphi_1=42.5^\circ$ 时,两种不同类型的风机阻抗幅值于18 Hz处相交,相角差为 183° ,相位裕度为负,系统不稳定。

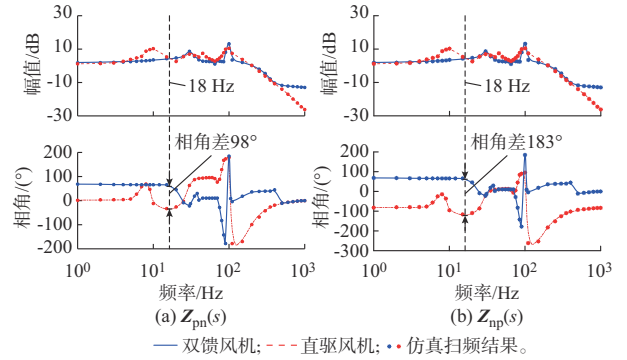


图6 初始电压相角对系统稳定性的影响
Fig. 6 Effect of initial voltage phase angle on system stability

4.2 考虑频率耦合特性的系统稳定性分析

假设公共耦合点电网的等效阻抗为 $Z_g(s)$,其表达式为:

$$Z_g(s) = \begin{bmatrix} Z_{gpp}(s) & Z_{gpn}(s) \\ Z_{gnp}(s) & Z_{gnn}(s) \end{bmatrix} \quad (38)$$

式中: $Z_{gpp}(s)$ 、 $Z_{gnn}(s)$ 和 $Z_{gpn}(s)$ 、 $Z_{gnp}(s)$ 分别表示公共耦合点电网等效阻抗的对角项和耦合项。

当忽略系统的频率耦合特性,即 $Z_{pn}(s)=$

$Z_{np}(s) \approx 0$, $Z_{gpn}(s) = Z_{gnp}(s) \approx 0$ 时, D-PMSG 与电网的互联系统可以转化成正、负序相互解耦的两个子系统。同时, 当且仅当正序子系统和负序子系统同时满足奈奎斯特稳定性判据时, 该互联系统能够稳定运行; 若考虑系统的频率耦合特性, 则需要矩阵 $Z_g(s)/Z_{AC}(s)$ 中所有元素满足奈奎斯特判据, 该判定方式较为复杂。因此, 本文采用 Arnold 降阶方法^[22]对矩阵 $Z_g(s)/Z_{AC}(s)$ 进行降阶处理, 保留其 5 阶特性, 降阶方法的有效性验证见附录 F, 降阶后的矩阵可以表示为:

$$\frac{Z_g(s)}{Z_{AC}(s)} \rightarrow H(s) = \frac{a_0 + a_1s + \dots + a_5s^5}{b_0 + b_1s + \dots + b_4s^4} \quad (39)$$

式中: a_0 至 a_5 表示降阶矩阵分子各项的系数; b_0 至 b_4 表示降阶矩阵分母各项的系数。

根据式(39)的降阶模型 $H(s)$ 绘制主导特征根轨迹, 并与忽略耦合项的矩阵 $\bar{Z}_{wg}(s)$ 的主导特征根轨迹作对比 (D-PMSG 的输出功率设为 $P_w = 0.98$ p.u.), 如图 7 所示。其中, 图 7(a) 表示考虑频率耦合特性的主导根轨迹曲线。从图中可以看出, 其与单位圆存在两个交点, 对应的频率 $f_p = 81$ Hz 和 $f_n = 19$ Hz, 它们关于基频 $f_1 = 50$ Hz 呈镜像效应, 此时, 系统两条特征根轨迹均未绕过 $(-1, j0)$ 点, 说明系统是稳定的。图 7(b) 表示忽略频率耦合特性的主导根轨迹曲线, 其与单位圆只有一个交点, 对应的频率 $f_{p1} = 79$ Hz。进一步增大 D-PMSG 的输出功率, 令 $P_w = 1.03$ p.u., 此时, $H(s)$ 的一条主导特征根轨迹绕过了 $(-1, j0)$ 点, 对应与单位圆的交点频率为 $f_p = 23$ Hz, 如图 8(a) 所示, 根据稳定性判据, 此时互联系统是不稳定的。图 8(b) 表示忽略耦合项的主导根轨迹曲线。从图中可以看出, 其与单位圆的交点频率 $f_p = 74$ Hz, 且未绕过 $(-1, j0)$ 点, 根据奈奎斯特判据得出系统是稳定的, 该结论与考虑频率耦合特性得出的判定结果相反。图 9(a) 为仿真得到的 D-PMSG 并网点电流波形, 0.5 s 时将系统的出力从 0.98 p.u. 提升至 1.03 p.u., 此时并网点电流出现了振荡; 从图 9(b) 电流的频谱图中也可以看出, D-PMSG 输出的电流包含 77 Hz 和 23 Hz 频率的谐波分量。因此, 考虑系统的频率耦合特性有利于正确判定系统的稳定性。

综合上述分析可知, 根据式(39)所得的降阶模型 $H(s)$ 能够等效表征考虑多种频率耦合的系统主导动态特性, 且基于降阶模型的奈奎斯特判据可以准确判定系统的稳定性。

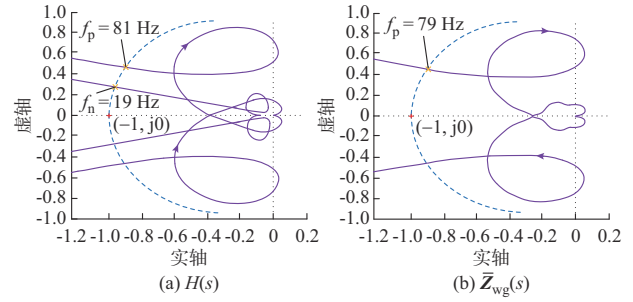


图 7 频率耦合对系统稳定的影响 ($P_w = 0.98$ p.u.)
Fig. 7 Impact of frequency-coupling on system stability ($P_w = 0.98$ p.u.)

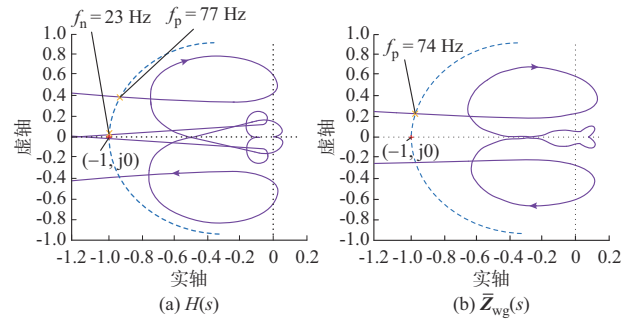
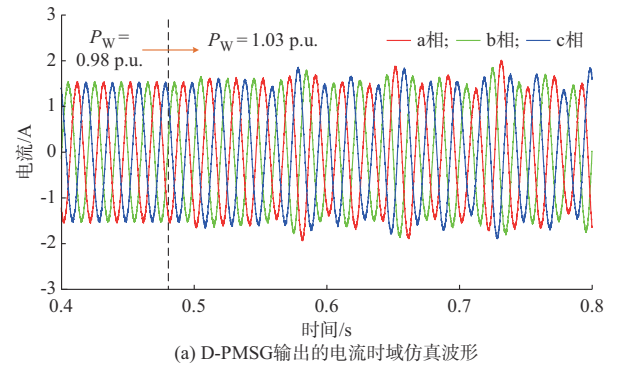
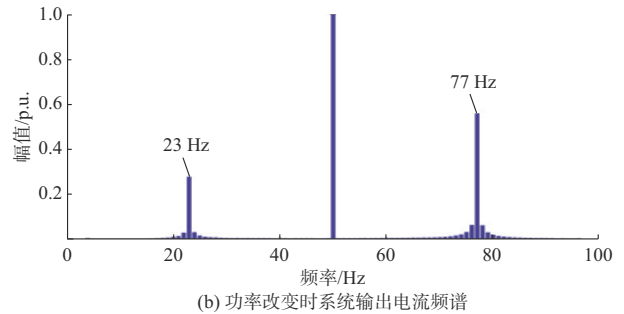


图 8 频率耦合对系统稳定的影响 ($P_w = 1.03$ p.u.)
Fig. 8 Impact of frequency-coupling on system stability ($P_w = 1.03$ p.u.)



(a) D-PMSG 输出的电流时域仿真波形



(b) 功率改变时系统输出电流频谱

图 9 D-PMSG 并网点电流波形及其频谱
Fig. 9 Current waveforms and spectrum of D-PMSG at grid-connected point

5 结语

本文基于复数域的一组共轭二维基向量, 提出

了D-PMSG并网逆变器时域等效阻抗建模方法。该方法通过复平面静止坐标系将系统的小扰动谐波分量等效表示为共轭复向量形式;以此为基础,在D-PMSG稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化,推导了其小信号阻抗模型,并灵活应用指数旋转因子和时域微分算子等效表征PLL和内外环控制等非线性结构的动态特性,避免了传统阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移以及不同频率扰动分量的卷积运算,降低了解析建模的复杂度。

除此之外,本文所提方法能够更好地表征互联系统受到扰动时D-PMSG并网逆变器产生的频率耦合特性,并阐明电压初始相位对系统耦合分量相频特性的影响。最后,本文对推导的解析模型进行降阶,并分析了系统的稳定性。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参 考 文 献

- [1] 李光辉,王伟胜,郭剑波,等.风电场经MMC-HVDC送出系统宽频带振荡机理与分析方法[J].中国电机工程学报,2019,39(18):5281-5297.
LI Guanghui, WANG Weisheng, GUO Jianbo, et al. Broadband oscillation mechanism and analysis for wind farm integration through MMC-HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5281-5297.
- [2] SU C B, LIU C R, JIANG S W, et al. Probabilistic power flow for multiple wind farms based on RVM and holomorphic embedding method[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 130: 106843.
- [3] 谢小荣,贺静波,毛航银,等.“双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J].中国电机工程学报,2021,41(2):461-475.
XIE Xiaorong, HE Jingbo, MAO Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-475.
- [4] 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.
- [5] 胡家兵,袁小明,程时杰.电力电子并网装备多尺度切换控制与电力电子化电力系统多尺度暂态问题[J].中国电机工程学报,2019,39(18):5457-5467.
HU Jiabing, YUAN Xiaoming, CHENG Shijie. Multi-time scale transients in power-electronized power systems considering multi-time scale switching control schemes of power electronics apparatus[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5457-5467.
- [6] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [7] VIETO I, SUN J. Small-signal impedance modelling of type-III wind turbine [C]// 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, July 26-30, 2015, Denver, USA: 1-5.
- [8] 吕敬,蔡旭,张占奎,等.海上风电场经MMC-HVDC并网的阻抗建模及稳定性分析[J].中国电机工程学报,2016,36(14):3771-3781.
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Zhankui, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC-based HVDC for offshore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3771-3781.
- [9] WANG X F, HARNEFORS L, BLAABJERG F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2): 1775-1787.
- [10] RYGG A. Impedance-based methods for small-signal analysis of systems dominated by power electronics [D]. Trondheim, Norway: Norwegian University of Science and Technology, 2018.
- [11] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.
- [12] GONG H, YANG D S, WANG X F. Impact analysis and mitigation of synchronization dynamics for DQ impedance measurement [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8797-8807.
- [13] 年珩,徐韵扬,陈亮,等.并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J].中国电机工程学报,2019,39(5):1421-1432.
NIAN Heng, XU Yunyang, CHEN Liang, et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter and system stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1421-1432.
- [14] 谢小荣,刘华坤,贺静波,等.新能源发电并网系统的小信号阻抗/导纳网络建模方法[J].电力系统自动化,2017,41(12):26-32.
XIE Xiaorong, LIU Huakun, HE Jingbo, et al. Small-signal impedance/admittance network modeling for grid-connected renewable energy generation systems [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 26-32.
- [15] LI C Y, LIANG J, CIPCIAN L M, et al. DQ impedance stability analysis for the power-controlled grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 1762-1771.
- [16] SUN J A, LIU H C. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [17] MIAO Z X. Impedance-model-based SSR analysis for type 3 wind generator and series-compensated network [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4): 984-991.
- [18] 李光辉,王伟胜,张兴,等.考虑机侧模型的直驱风电机组序阻抗建模及分析[J].中国电机工程学报,2019,39(21):6200-

6212.
LI Guanghui, WANG Weisheng, ZHANG Xing, et al. Sequence impedance modeling and analysis of permanent magnet synchronous generator considering machine side model [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6200-6212.
- [19] WERELEY N. Analysis and control of linear periodically time varying systems [D]. Cambridge, USA: Massachusetts Institute of Technology, 1991.
- [20] WEN B, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of D - Q small-signal impedance of grid-tied inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [21] YUE X L, WANG X F, BLAABJERG F. Review of small-signal modeling methods including frequency-coupling dynamics of power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3313-3328.
- [22] JIAN L. Current-mode control: modeling and its digital application [D]. Blacksburg, USA: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009.
- 苏晨博(1991—),男,博士,主要研究方向:风电场规划、风力发电系统并网及其控制。E-mail: scb2636@foxmail.com
- 刘崇茹(1977—),女,通信作者,博士,教授,主要研究方向:交直流混合系统分析与仿真、运行与控制。E-mail: chongru.liu@ncepu.edu.cn
- 王瑾媛(2000—),女,硕士研究生,主要研究方向:新能源并网控制。

(编辑 鲁尔姣)

Impedance Modeling of Direct-drive Permanent Magnet Synchronous Generator in Complex Field and Its Feature Analysis Considering Frequency Coupling Characteristics

SU Chenbo, LIU Chongru, WANG Jinyuan, HAO Qi, DONG Haoyun

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Impedance analysis method is widely used for stability research of interconnected systems with power electronic converters due to its simplicity and effectiveness. However, when using traditional methods for the frequency-domain impedance modelling, nonlinear transformations (Park transform and its inverse transform) are required for the coordinate system transformation, which can lead to convolutional operations and corresponding frequency shifts of different periodic components, and the process is relatively cumbersome. This paper proposes an equivalent impedance modeling method of direct-drive permanent magnet synchronous generator (D-PMSG) based on time-domain differential operators of complex vectors to solve the above problems. This method directly linearizes small signals within the neighborhood of the stable operation trajectory of the time-domain periodic system, and the exponential rotation factor is used to flexibly reflect the time-varying characteristics of the system after disturbance. By combining time-domain differential operators to effectively characterize the dynamic characteristics of the control links in interconnected systems, the repeated transformation of the coordinate system during frequency-domain impedance modeling is avoided, and the complexity of analytical modeling is greatly reduced. In addition, the proposed method can more clearly explain the physical meaning of the frequency coupling phenomenon generated by the grid-connected inverter of the D-PMSG when the interconnected system is disturbed. At the same time, it can explain the impact of the initial phase of the fundamental voltage on the phase frequency characteristics of the coupling component. Finally, the effectiveness of the proposed algorithm is verified through simulation.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2022YFB2402700).

Key words: complex vector; impedance modeling; direct-drive permanent magnet synchronous generator (D-PMSG); frequency coupling; system stability analysis

