Vol.40 No.9 Sept. 2020

弱电网下计及直流母线和镜像频率耦合扰动的三相 LCL型并网逆变器序导纳建模及稳定性分析

朱益良¹,蒲俊楷²,葛兴来¹,闫培雷¹,孙伟鑫¹,李婷婷²,刘 川² (1. 西南交通大学 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室,四川 成都 610031; 2. 成都运达科技股份有限公司,四川 成都 610097)

摘要:为解决新能源并网系统的交互失稳问题,首先运用双谐波线性化方法,综合考虑直流母线与镜像频率 耦合扰动,建立三相LCL型并网逆变器的序导纳模型;进一步将传统的矩阵序导纳模型简化为单输入单输出 序导纳模型,分别分析锁相环、直流电压外环和电流内环控制器的带宽对并网逆变器导纳特性的影响规律; 最后基于MATLAB/Simulink仿真平台,验证了非线性时域系统中所建序导纳模型的准确性,并通过奈奎斯 特稳定判据证明了所提模型可有效地提高弱电网下并网交互系统稳定性。

关键词:弱电网;并网逆变器;镜像频率耦合;稳定性分析;双谐波线性化

中图分类号:TM 712;TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202009027

0 引言

随着可再生能源发电技术的不断成熟,其并网 后引发的系统稳定性问题亟待解决。可再生能源并 网系统中以公共耦合点(PCC)电压相位为基准的 dq 电流解耦控制法,可将传统并网逆变器的外特性等 效为受控电流源。一方面由于可再生能源发电常分 布于偏远地区,其输电线路距离很长,再加上多级变 压器的变换汇集,其等效电网阻抗由线路阻抗和变 压器阻抗共同组成,阻抗值较大不可忽略^[1];另一方 面电网强度常用短路比进行评估以表示电网电压支 撑能力的强弱,即短路比越小,电网强度越弱,系统 越易失稳。随着可再生能源发电渗透率的不断增 加,系统谐波振荡等交互稳定问题日益突显,严重制 约了可再生能源发电的大规模发展与普及^[25]。

针对并网逆变器与电网交互系统的稳定性分析,有学者提出了阻抗分析法^[2-5]。部分文献提出将 阻抗建模法分为 dq 轴建模^[3]与谐波线性化^[4],相较 于前者,后者所具有的物理意义明显且易于测量,被 普遍采用。文献[4]采用序阻抗建模法,考虑锁相环 (PLL)、系统控制延时等影响,进行三相L型并网逆 变器的正负序阻抗建模。而实际应用中滤波器选用 三相LCL型,因此文献[6-8]对三相LCL型并网逆变 器拓扑的序阻抗建模进行推导研究。文献[9-10]将 该方法应用于直驱风电场与双馈风电场次同步振荡 分析,通过建立典型直驱风电机组网侧变流器的序 阻抗,对并网交互系统的次同步振荡机理进行研究,

收稿日期:2020-05-31;修回日期:2020-07-20 基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677156,61733015)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51677156,61733015)

并采用PLL控制参数优化法来降低发生振荡的概率。文献[11-12]对电压控制型和电流控制型虚 拟同步发电机(VSG)建立了小信号序阻抗模型,通 过与传统并网逆变器进行稳定性分析比较,可得电 压型VSG更适用于弱电网下高渗透率可再生能源 发电。

文献[13]和文献[14]分别提出了2种不同的并 网逆变器频率耦合现象:①由于PLL、直流电压外 环、电流内环控制不对称所引起的dq耦合现象称为 镜像频率耦合(MFC)效应^[13],具体表现为在频率 f_p 处的正序输入扰动与频率 f_p -2 $f_1(f_1$ 为系统基频)的 负序输出响应之间存在耦合;②由于PCC处网侧电 压相位不平衡而产生负序分量的不平衡工作点所引 起的频率耦合现象^[14-15],具体表现为在频率 f_p 处的 输入扰动与相反相序的频率 f_p 处的输出响应之间存 在耦合。本文针对MFC扰动进行建模研究。

针对以上问题,文献[15-16]考虑了 PLL、直流 母线扰动与 dq 电流控制所带来的频率耦合。但是 没有系统地考虑各谐波分量对变换器动态特性的影 响,再加上其数学表达式过于复杂,不利于模块化、 系统化建模,需要利用繁琐的广义奈奎斯特稳定判 据进行稳定性分析,且不能扩展到多机系统。文献 [17]提出了多谐波线性化的方法,该方法不仅保证 了所建模型具有更高的精确性,还考虑了耦合频率 谐波对系统的二次效应。但对于多重谐波的一般性 线性化特点,存在建模过程过于复杂、序阻抗模型难 以计算等问题。由于高次谐波随频率增加幅值大幅 减小,文献[18]提出了更适用于工程实践的双谐波 线性化方法,并将该方法应用于单星结构的模块化 多电平变换器(MMC)。

综上所述,目前双谐波线性化仍限于L型MMC

拓扑建模,将其应用于三相LCL型并网逆变器进行 序导纳详细建模及其接入弱电网的稳定性分析的研 究较少。本文首先运用双谐波线性化方法,综合考 虑了直流母线与MFC扰动,对三相LCL型并网逆变 器进行序导纳模型推导;然后分别分析了PLL、直流 电压外环和电流内环控制器的带宽对并网逆变器导 纳特性的影响规律;最后基于所建序导纳模型与奈 奎斯特判据进行了弱电网下并网交互系统的稳定性 分析,通过时域仿真验证了所建模型在系统稳定性 分析方面的准确性。

1 三相LCL型并网逆变器

三相LCL型并网逆变器并网的拓扑结构及控制 框图见图1。图中, v_n 和 $i_n(n=a,b,c)$ 分别为与弱电网 连接处(即PCC)的三相电压和电流;i_、i_及I_分别为 d_q 轴电流及q轴电流参考值; K_d 为解耦系数; $G_i(s)$ = k_{in}+k_{ii}/s为电流内环控制器的传递函数,k_{in}、k_{ii}分别为 该控制器的比例、积分系数;Z_x、v_x分别为电网感性阻 抗、电网电压,二者构成弱电网系统;L1、L2、C、R4分 别为LCL型滤波器的逆变器侧电感、网侧电感、滤波 电容、阻尼电阻; v_{dr} 、 i_{dr} 、 V_{dr} 、 C_{dr} 分别为直流母线电压、 直流电流、直流电压参考值、直流电容; $G_{ds}(s) = k_m +$ k_{u}/s 为d轴直流电压外环控制器的传递函数, k_{u} 、 k_{v} 分 别为该控制器的比例、积分系数;θ_{PLL}为同步参考坐 标系 PLL 的输出相角; $G_{PLL}(s) = (k_{pp} + k_{pi}/s)/s$ 为同步参 考坐标系 PLL 控制器的传递函数, kpi、kpi分别为该控 制器的比例、积分系数;m,为脉冲宽度调制(PWM) 信号;m_a、m_a分别为PWM信号的d、q轴分量;K_{PWM}为 PWM的调制比;S为逆变器的控制信号。





由图1可得三相LCL型并网逆变器主电路的平均模型为:

$$\begin{cases} \left[s \left(L_{1} + L_{2} \right) + \frac{L_{1} L_{2} C s^{3}}{C R_{d} s + 1} \right] i_{n} = \\ K_{PWM} v_{dc} m_{n} - \left(1 + \frac{L_{1} C s^{2}}{C R_{d} s + 1} \right) v_{n} \end{cases}$$
(1)
$$i_{dc} = \sum_{n=a,b,c} m_{n} i_{n}$$

2 三相LCL型并网逆变器的序导纳建模

2.1 主电路的线性化

以 a 相为例(b、c 相变量可通过±2 $\pi/3$ 得到),利 用双谐波线性化^[18]将主电路中电网电压向量v、电 流向量i、调制信号向量m、直流电流向量 i_{de} 、直流电 压向量 v_{de} 以傅里叶系数表示成五阶向量。当频率 依次为- $2f_1$ 、- f_1 、0、 f_1 、2 f_1 时,五阶向量为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{v} = \frac{V_{1}}{2} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\alpha_{e1}} & 0 & e^{j\alpha_{e1}} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{i} = \frac{I_{1}}{2} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\alpha_{i1}} & 0 & e^{j\alpha_{i1}} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{m} = \frac{M_{1}}{2} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\alpha_{m1}} & 0 & e^{j\alpha_{m1}} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \begin{cases} \boldsymbol{i}_{dc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_{dc} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & V_{dc} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \end{cases}$$
(2)

其中,V₁、I₁分别为电网电压、电流基波的幅值;M₁为 基频稳定运行调制信号稳态分量;α_{e1}、α_{i1}、α_{m1}分别为 电网电压、电流、调制信号的相位;I_{dc}、V_{dc}分别为直流 电流与电压幅值。则式(1)的频域表达式为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{Z}_{i0}\boldsymbol{i}_{n} = \boldsymbol{K}_{\text{PWM}}\boldsymbol{v}_{\text{dc}} \otimes \boldsymbol{m}_{n} - \boldsymbol{Z}_{i0}\boldsymbol{v}_{n} \\ \boldsymbol{i}_{\text{dc}} = \sum_{n=\text{a,b,c}} \boldsymbol{m}_{n} \otimes \boldsymbol{i}_{n} \end{cases}$$
(4)

其中, \otimes 为卷积运算符号; Z_{i0} 与 Z_{i0} 分别为式(1)中对 应系数的矩阵形式,其推导过程见附录A式(A1)— (A4)。时域分析中引入具有小信号扰动的 v_{i} :

$$v_{\rm a} = V_{\rm 1} \cos\left(2\pi f_{\rm 1}t + \varphi_{\rm v1}\right) + \hat{V}_{\rm p} \cos\left(2\pi f_{\rm p}t + \varphi_{\rm vp}\right) \quad (5)$$

其中, f_1 、 φ_{e_1} 分别为电网电压基波的频率、相位; \hat{V}_p 、 φ_{e_p} 分别为频率 f_p 下扰动电压小信号的幅值、相位。 根据上述耦合过程,当频率依次变化为 f_p -2 f_1 、 f_p - f_1 、 f_p 、 f_p + f_1 、 f_p +2 f_1 时,五阶谐波向量为:

其中, \hat{v}_{p} 、 α_{ip} 、 \hat{M}_{p} 和 α_{mp} 分别为频率 f_{p} 下扰动电压小信号向量、电流相位、调制小信号幅值和相位; α_{ip-2} 、

 \hat{M}_{p-2} 和 α_{mp-2} 分别为频率 f_p-2f_1 下电流相位、调制小信号幅值和相位; \hat{V}_{pdc-1} 、 \hat{I}_{pdc-1} 和 α_{ndep-1} 、 α_{idep-1} 分别为直流电压、直流电流小信号幅值和相位。通过引入以上各小信号向量,对式(4)进行线性化可得其频域小信号模型:

$$\begin{cases} \boldsymbol{Z}_{i}\hat{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{K}_{\text{PWM}} \left(\boldsymbol{v}_{\text{de}} \otimes \hat{\boldsymbol{m}} + \hat{\boldsymbol{v}}_{\text{de}} \otimes \boldsymbol{m} \right) - \boldsymbol{Z}_{v} \hat{\boldsymbol{v}}_{\text{p}} \\ \hat{\boldsymbol{i}}_{\text{de}} = \boldsymbol{i} \otimes \hat{\boldsymbol{m}} + \boldsymbol{m} \otimes \hat{\boldsymbol{i}} \end{cases}$$
(7)

其中, Z_i 与 Z_x 分别为式(1)中对应系数的小信号矩阵 形式,其表达式分别见附录A式(A5)和式(A6)。为 方便求解式(7),本文利用文献[17]的方法,将m、 v_{de} 、i转换成对应的Toeplitz矩阵,使用矩阵的点乘代 替向量的卷积运算,以简化求解方程。以调制信号 向量m为例,其对应的Toeplitz矩阵为:

$$\boldsymbol{M} = \frac{M_1}{2} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\alpha_{m1}} & 0 & 0 & 0 \\ e^{j\alpha_{m1}} & 0 & e^{-j\alpha_{m1}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\alpha_{m1}} & 0 & e^{-j\alpha_{m1}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\alpha_{m1}} & 0 & e^{-j\alpha_{m1}} \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\alpha_{m1}} & 0 \end{bmatrix}$$
(8)

同理可得向量 v_{de} 与i所对应的Toeplitz矩阵 V_{de} 与I,则将式(7)改写成Toeplitz矩阵形式,即:

$$\begin{cases} \boldsymbol{Z}_{i}\hat{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{K}_{\text{PWM}} \left(\boldsymbol{V}_{\text{de}}\hat{\boldsymbol{m}} + \boldsymbol{M}\hat{\boldsymbol{v}}_{\text{de}} \right) - \boldsymbol{Z}_{v}\hat{\boldsymbol{v}}_{p} \\ \hat{\boldsymbol{i}}_{\text{de}} = \boldsymbol{I}\hat{\boldsymbol{m}} + \boldsymbol{M}\hat{\boldsymbol{i}} \end{cases}$$
(9)

为了考虑控制的影响,将调制信号与主电路模型中涉及的变量即电网电压、电流以及直流电压联系起来,即:

$$\hat{\boldsymbol{m}} = \boldsymbol{Q}\hat{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{P}\hat{\boldsymbol{v}}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{v}}_{\mathrm{dc}}$$
(10)

其中,Q为电流控制环对调制信号的影响;P为PLL 对调制信号的影响;E为直流电压控制环对调制信 号的影响。文献[15]对MMC拓扑的Q、P与E推导 过程已具体叙述,本文将结合文献[9]对两电平并 网逆变器的特性进行处理,其具体表达式见附录A 式(A7)-(A11)。

2.2 序导纳建模

为了同时考虑直流母线扰动及MFC现象的影响,简化Toeplitz矩阵运算,根据线性系统的叠加性,可分别考虑交流扰动与直流扰动的作用。

当仅考虑交流扰动时,直流母线电压为恒定值, E为零矩阵。将式(10)代人式(8)和式(9)可得:

$$\boldsymbol{Y}_{aa} = -\frac{\hat{\boldsymbol{i}}}{\hat{\boldsymbol{v}}_{p}} = \frac{\boldsymbol{Z}_{v} - \boldsymbol{K}_{PWM} \boldsymbol{V}_{dc} \boldsymbol{P}}{\boldsymbol{Z}_{i} - \boldsymbol{K}_{PWM} \boldsymbol{V}_{dc} \boldsymbol{Q}}$$
(11)

$$Y_{\rm ad} = \frac{\dot{i}_{\rm dc}}{\hat{v}_{\rm p}} = (IQ + M)Y_{\rm aa} + IP \qquad (12)$$

其中, Y_{aa} 、 Y_{ad} 分别代表交流扰动电压与交流电流响 应、直流电流响应的关系。由于交流扰动电压只有 频率 f_{ab} 的分量,将矩阵Q、P代入可得:

$$\begin{cases} Y_{ad1} = \hat{i}_{dc} \left(s - j\omega_1 \right) / \hat{v}_p \left(s \right) \\ Y_{aa1} = -\hat{i} \left(s \right) / \hat{v}_p \left(s \right) \\ Y_{aa2} = -\hat{i} \left(s - j2\omega_1 \right) / \hat{v}_p \left(s \right) \end{cases}$$
(13)

其中, Y_{adl} 、 Y_{aal} 、 Y_{aa2} 分别代表交流扰动电压与直流电流分量、同频率交流电流分量、二倍频耦合交流分量的关系,其表达式分别见附录A式(A12)—(A14); ω_1 为基频角频率。

同理,仅考虑直流扰动电压时,交流电网电压为 理想电压源,设**P**为零矩阵,将式(10)代入式(8)和 式(9)可得:

$$\boldsymbol{Y}_{da} = \frac{\hat{\boldsymbol{i}}}{\hat{\boldsymbol{v}}_{dc}} = \frac{K_{PWM} \left(\boldsymbol{V}_{dc} \boldsymbol{E} + \boldsymbol{M} \right)}{\boldsymbol{Z}_{i} - K_{PWM} \boldsymbol{V}_{dc} \boldsymbol{Q}}$$
(14)

$$\boldsymbol{Y}_{\rm dd} = \frac{\hat{\boldsymbol{i}}_{\rm dc}}{\hat{\boldsymbol{v}}_{\rm dc}} = (\boldsymbol{I}\boldsymbol{Q} + \boldsymbol{M})\boldsymbol{Y}_{\rm da} + \boldsymbol{I}\boldsymbol{E}$$
(15)

其中, Y_{da}、Y_{dd}分别代表直流电压扰动与交流电流响应、直流电流响应的关系。将矩阵Q、E代入可得:

$$\begin{cases} Y_{dd1} = \hat{i}_{dc}(s) / \hat{v}_{dc}(s) \\ Y_{da1} = \hat{i}(s + j\omega_1) / \hat{v}_{dc}(s) \\ Y_{da2} = \hat{i}(s - j\omega_1) / \hat{v}_{dc}(s) \end{cases}$$
(16)

其中, Y_{dd1} 、 Y_{da1} 、 Y_{da2} 分别代表直流扰动电压与直流电流分量、频率 f_p + f_1 的交流电流分量、频率 f_p - f_1 的交流电流分量的关系,其表达式分别见附录A式(A15)—(A17)。

由式(13)和式(16)可知,交流扰动与直流扰动 间不是相互独立的:交流扰动电压可产生直流扰动 电流,直流扰动电流通过直流侧电容在直流侧上产 生直流扰动电压,该直流扰动电压反过来又产生额 外的交流扰动电流响应叠加到交流电流响应中。上 述情况的小信号流图见附录A图A1。

由图A1可知经综合考虑直流母线扰动与MFC 后, Y_{a1} 与 Y_{a2} 的表达式分别变化为 Y_{a1} 与 Y_{a2} 的表达式分别变化为 Y_{a1} 与 Y_{a2} 的表达式分别变化为 Y_{a1} 与 Y_{a2}

$$Y_{\rm p1}(s) = Y_{\rm aa1}(s) + \frac{Y_{\rm ad1}(s)Y_{\rm da1}(s-j\omega_1)}{(s-j\omega_1)C_{\rm dc} + Y_{\rm aa1}(s-j\omega_1)}$$
(17)

$$Y_{c}(s) = Y_{aa2}(s) + \frac{Y_{ad1}(s)Y_{da2}(s - j\omega_{1})}{(s - j\omega_{1})C_{dc} + Y_{aa1}(s - j\omega_{1})}$$
(18)

由于弱电网的电网阻抗不可忽略,不可直接用式(17)作为逆变器的导纳模型进行稳定性分析;在 MFC的作用下式(18)也会出现电网阻抗耦合现象。 因此需要综合考虑电网阻抗。弱电网下考虑MFC 的并网等效小信号图见图2。

扰动电压 $\hat{v}_{p}(s)$ 由耦合频率电流源 $\hat{i}_{r}(s-j2\omega_{1})$ 通 过电网阻抗与并网逆变器的导纳在MFC处产生额 外的电压 $\hat{v}_{p}(s-j2\omega_{1})$,由于耦合作用该额外电压又







在频率 f_{a} 处产生额外的电流响应 $\hat{i}_{a}(s)$,即:

$$\hat{v}_{p}(s-j2\omega_{1}) = \frac{-Y_{c}(s)\hat{v}_{p}(s)}{Y_{g}(s-j2\omega_{1}) + Y_{p1}(s-j2\omega_{1})} \quad (19)$$

$$\hat{i}_{c}(s) = \frac{-Y_{c}(s)Y_{c}^{*}(j2\omega_{1}-s)\hat{v}_{p}(s)}{Y_{g}(s-j2\omega_{1})+Y_{p1}(s-j2\omega_{1})}$$
(20)

其中,Y_a为电网导纳;Y^{*}为共轭的耦合导纳。

由图2和弱电网下考虑MFC的并网逆变器小信号流图(见附录A图A2)中频率耦合区域可知,由于电网阻抗的存在,耦合作用其本质上可视为电压扰动在同一频率和同一端子上的附加电流,作为与变换器输出导纳并联的附加负导纳。结合图A2与式(20)可得附加导纳Y₂为:

$$Y_{p2}(s) = -\frac{Y_{c}(s)Y_{c}^{*}(j2\omega_{1}-s)}{Y_{g}(s-j2\omega_{1})+Y_{p1}(s-j2\omega_{1})}$$
(21)

则考虑直流母线与MFC 扰动的综合小信号正 序导纳模型 Y_{inv}为:

$$Y_{\rm invp}(s) = Y_{\rm p1}(s) + Y_{\rm p2}(s)$$
(22)

负序导纳模型 Y_{invn}可将式(22)中的 s 替换为-s, 再将各项取共轭即 Y_{invn}(s)=Y^{*}_{invp}(-s)^[24]。本文所建 导纳模型仍是单输入单输出系统,在考虑各影响因 素的同时没有增加表达式复杂度,不需要采用形式 更为复杂的广义奈奎斯特判据来分析并网系统的稳 定性,方便后续的稳定性分析。

为了验证推导的模型准确性,根据图1所示拓 扑结构与控制策略和附录B表B1所示参数,基于 MATLAB/Simulink仿真平台搭建非线性时域仿真 模型。将仿真结果与式(21)、式(22)中解析模型所 得结果进行对比,见附录B图B1。由图B1可知,解 析模型与仿真结果相符,验证了解析模型的准确性, 阻抗测量验证过程见附录C^[19]。

3 序导纳模型特性分析

工程中为保证内外环在动态过程中实现解耦控制,一般按照(100 f_{tbw} ,100 f_{pbw})<10 f_{tbw} </br>

节,其中 f_s 为开关频率, f_{tbw} 、 f_{pbw} 、 f_{tbw} 分别为直流电压外环、PLL、电流内环控制器的带宽。下文研究各控

制环节的带宽变化对导纳特性的影响。

3.1 电流控制器带宽变化

当频率较高时,式(A8)一(A11)中各项数值较 小可忽略,即PLL和直流电压外环控制器的带宽较 小,序导纳特性由LCL型滤波器与电流内环控制器 所决定。由式(A13)可知,电流内环控制器的传递 函数为 $G_i(s-j\omega_1)$,随着频率增加,其"电容"特性减 弱,滤波电感特性增强,序导纳特性表现为"电感" 特性。

图 3 给出了 f_{pbw}=20 Hz、f_{ebw}=5 Hz时不同 f_{bw}下系 统导纳特性的 Bode 图。由图 3 可知,正序导纳的幅 值除了在 PLL 带宽范围内不受影响,其余频段的幅 值随着电流内环控制器带宽的增大而减小,高频段 的谐振峰值随着电流内环控制器带宽的增大而向高 频段推移;负序导纳的幅值随着电流内环控制器带 宽的增大而减小。同时正负序导纳对应的容性负阻 尼区域向后推移但范围扩大,感性负阻尼区域向后 推移但范围减小。由于将电网阻抗近似为纯电感阻 抗,在容性负阻尼范围内逆变器与感性电网交互,导 致系统不稳定。





综上,电流内环控制器带宽的增大导致逆变器 导纳幅值减小,降低了与电网阻抗的交互可能性,但 同时增大了容性负阻尼范围,在实际工程中要综合 考虑电流内环控制器带宽的选择。

3.2 PLL控制器带宽变化

PLL的闭环增益为二阶系统,见式(23)。设 PLL控制器频率带宽为-3dB,综合考虑系统的动态 性能与稳态性能,可确定 PLL控制器的参数见 式(24)。

$$G_{\theta}(s) = \sqrt{1.5} G_{\text{PLL}}(s) / (1 + \sqrt{1.5} V_1 G_{\text{PLL}}(s)) = \frac{\omega_{\text{PLL}}^2}{z} \frac{s + z}{s^2 + 2\zeta_{\text{PLL}} \omega_{\text{PLL}} s + \omega_{\text{PLL}}^2}$$
(23)

193

$$\begin{cases} k_{\rm pp} = \sqrt{1.5} f_{\rm pbw}^2 \left(\sqrt{1 + 4\zeta_{\rm PLL}^4} - 2\zeta_{\rm PLL}^2 \right) / V_1 \\ k_{\rm pi} = \sqrt{6} \zeta_{\rm PLL} f_{\rm pbw} \sqrt{\sqrt{1 + 4\zeta_{\rm PLL}^4} - 2\zeta_{\rm PLL}^2} / V_1 \end{cases}$$
(24)

其中, ζ_{PLL} 为阻尼比; ω_{PLL} 为自然频率;z为闭环零点; G_{θ} 为PLL闭环增益。

在基频附近,与PLL与直流电压外环控制器相 比,式(A7)中电流内环控制器的各项数值较小可忽 略,即导纳特性由式(A8)—(A11)所示的PLL与直 流电压外环控制器所决定。附录D图D1给出了 f_{dw}=400 Hz、f_{ebw}=5 Hz时不同PLL带宽下系统导纳特 性的Bode图。由图D1可知,在3个谐振峰值处正序 导纳的幅值随PLL带宽的增大而减小,其余频段的 幅值几乎不受影响;在低频段负序导纳的幅值随 PLL带宽的增大而增大,谐振峰值相应减小,其余频 段的幅值几乎不受影响。另外正负序导纳对应的容 性负阻尼区域基本不变,但100 Hz附近的相位随着 PLL带宽的增大而增大。综上,PLL带宽的增大使 逆变器导纳的谐振峰值减小,增加了与电网阻抗的 交互可能性,同时降低了100 Hz附近的并网相位裕 度,在实际工程中要尽量减小PLL控制器的带宽。

3.3 直流电压外环控制器的带宽变化

附录 D 中图 D2 给出了 f_{ibw} = 400 Hz、f_{pbw} = 40 Hz 时不同直流电压外环控制环带宽下系统导纳特性的 Bode 图。由图 D2 可知,正序导纳的幅值随直流电压 外环控制器带宽的增大而增大,并增加了 2 个谐振 峰距离,其容性负阻尼区域也随之增大,且其余频段 的幅值相位基本不受影响。在低频段负序导纳的幅 值随着直流电压外环控制器带宽的增大而减小,相 位增大,其他频段几乎不变。综上,直流电压外环控 制器带宽的增大导致容性负阻尼范围扩大,在实际 工程中要尽量减小直流电压外环控制器的带宽。

3.4 PLL与直流电压外环控制器的带宽比变化

PLL与直流电压外环控制器的带宽常处于同一数量级,可能出现带宽相等的情况,本文针对PLL与直流电压外环控制器不同带宽比进行分析研究。 附录D图D3给出了f_{ibw}=400 Hz、f_{pbw}=40 Hz时不同 f_{pbw}/f_{ebw}下系统导纳特性的Bode图。当f_{pbw}/f_{ebw}变小即 PLL和直流电压外环控制器的带宽接近时,在基频 附近PLL带宽的范围内,正序导纳幅值大幅减小,容 性负阻尼区域增大。当两者带宽相等时,PLL与直 流电压外环控制器的交互作用达到最强。当带宽 比f_{pbw}/f_{ebw}较高时,负序导纳和图D3的影响规律一 致,当两者带宽相等时,负序导纳幅值反而增大,其 相位的容性负阻尼区域消失,在中高频出现感性负 阻尼区域。

4 弱电网下阻抗稳定性分析

弱电网下逆变器并网的交互系统等效小信号模

型见图4。经典的奈奎斯特判据常用于分析交互系统的阻抗比,从而判断系统的稳定性^[2]。

	I	PCC	
Y _{p2}	Y_{p1}		Z _g v _g
			;

图4 并网逆变器等效小信号模型

Fig.4 Equivalent small-signal model of grid-connected inverter

本文所提导纳模型为单输入单输出模型,因此 系统的稳定性由正负序的电网与逆变器的阻抗比共 同决定,即:

 $l(s) = Z_{g}(s) (Y_{p1}(s) + Y_{p2}(s)) = Z_{g}(s) Y_{inv}(s) \quad (25)$ 其中, *l*为阻抗比。

当考虑直流母线与MFC扰动时,并网逆变器的 阻抗特性受到影响,导致并网逆变器与电网交互系 统的稳定性改变。假设等效电网阻抗 Z_g =1.884 Ω , 其对应的电网短路比为2;系统参数和各控制器传 递函数如表B1所示。在有无直流母线与MFC扰动 的影响下,对比分析并网逆变器系统的稳定性。

当忽略并网逆变器的 MFC 与直流母线电压波 动时,正序导纳模型和负序导纳模型之间相互解耦, 根据文献[6]所提模型以电网阻抗与逆变器正序阻 抗比和负序阻抗比来预测交互系统的稳定性。其正 序阻抗比和负序阻抗比所得的奈奎斯特曲线分别如 附录 D图 D4 中红色实线和虚线所示,正序阻抗比和 负序阻抗比的奈奎斯特曲线均未绕过点(-1,0),则 并网系统稳定。

当直流母线扰动与 MFC 共存时,依据式(22)所 示模型与式(25)阻抗比判据,在相同主电路与控制 参数下,其正序阻抗比和负序阻抗比得到的奈奎斯 特曲线分别如图 D4中蓝色实线和虚线所示,正序阻 抗比的奈奎斯特曲线绕过点(-1,0),对应穿过单位 圆的频率值为64 Hz。根据稳定性判据,此时并网逆 变器系统不稳定。同时受 MFC 影响将产生频率为 36 Hz的谐振分量,受直流母线扰动的影响,将产生 频率为 16 Hz的谐振分量。

附录D图D5与图5分别为并网逆变器并网电流波形与直流母线电压波形及其快速傅里叶变换



(FFT)分析结果。由图5(a)可知,随着并网电流的 逐渐发散,直流电压出现振荡,验证了交互系统是不 稳定的理论分析结果。对并网电流与直流电压进行 FFT分析可知,并网点电流存在明显的65 Hz和35 Hz 的谐波分量,直流电压包含明显的15 Hz谐波分量, 与图 D4 所示的预测结果高度相符。

5 结论

本文利用双谐波线性化序导纳建模方法,对三相LCL型并网逆变器进行序导纳建模推导,所得结论如下。

(1)根据实际并网系统中存在直流母线扰动与 MFC问题,本文采用综合考虑基波与二次谐波影响 的双谐波线性化序导纳建模方法,通过将复杂的向 量卷积运算转换成Toeplitz矩阵的点乘运算,从而简 化了三相LCL型并网逆变器序导纳建模过程,将传 统的多输入多输出序导纳模型简化成但输入单输出 序导纳模型,不需要额外求解阻抗矩阵特征根从而 使用繁琐的广义奈奎斯特判据进行稳定性分析。

(2)基于所推导的单输入单输出序导纳模型,综 合考虑直流母线与MFC扰动的影响,其建模过程包 含了电流内环控制器、PLL与直流电压外环控制器 的影响,并分析了扰动信号在交直流侧的流动耦合 过程。由于电网阻抗的存在,MFC的作用本质上可 以看作是与变流器输出导纳并联的附加负导纳。然 后结合MATLAB / Simulink 非线性仿真得到序导纳 测量结果与时域波形,证明了本文所建序导纳模型 的正确性。本文方法同样适用于等效基础拓扑是两 电平三相变流器的应用背景。

(3)针对不同带宽的PLL、直流电压外环、电流 内环控制器以及不同PLL与直流电压外环控制器带 宽比,分析并讨论了频域序导纳特性的关系,依据呈 容性负阻尼的变流器导纳与感性弱电网交互容易发 生振荡失稳,从频域导纳特性的角度指导并网逆变 器各控制环的带宽设计,为后续研究新能源发电系 统谐波振荡提供参考。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1]董新洲,汤涌,卜广全,等.大型交直流混联电网安全运行面临的问题与挑战[J].中国电机工程学报,2019,39(11):3107-3119.

DONG Xinzhou, TANG Yong, BU Guangquan, et al. Confronting problem and challenge of large scale AC-DC hybrid power grid operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(11): 3107-3119.

- [2] SUN J. AC power electronic systems:stability and power quality [C] //11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Zurich, Switzerland: IEEE, 2008:1-10.
- [3] 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.

- [4] CESPEDES M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3):1254-1261.
- [5] WEN B, DONG D, BOROYEVICH D, et al. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(1):26-38.
- [6] 王赟程,陈新,陈杰,等.基于谐波线性化的三相LCL型并网递 变器正负序阻抗建模分析[J].中国电机工程学报,2016,36 (21):5890-5898.
 WANG Yuncheng, CHEN Xin, CHEN Jie, et al. Analysis of positive-sequence and negative-sequence impedance modeling of three-phase LCL-type grid-connected inverters based on harmonic linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36 (21):5890-5898.
- [7] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建 模及特性分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):107-113.
 LI Yixin,ZHAO Shuqiang,MA Yanfeng,et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type gridconnected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019,39(7):107-113.
- [8] 王赟程,陈新,张旸,等. 三相并网逆变器锁相环频率特性分析 及其稳定性研究[J]. 中国电机工程学报,2017,37(13):3843-3853.
 WANG Yuncheng, CHEN Xin, ZHANG Yang, et al. Frequency characteristics analysis and stability research of phase locked last for three phase grid compared investors[1] Proceedings
 - loop for three-phase grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13):3843-3853.
- [9]张冲,王伟胜,何国庆,等.基于序阻抗的直驱风电场次同步振 荡分析与锁相环参数优化设计[J].中国电机工程学报,2017, 37(23):6757-6767.
 ZHANG Chong, WANG Weisheng, HE Guoqing, et al. Analysis of sub-synchronous oscillation of full-converter wind farm based on sequence impedance and an optimized design method for PLL parameters[J]. Proceedings of the CSEE,2017,37(23): 6757-6767.
- [10] VIETO I, SUN J. Sequence impedance modeling and analysis of type-III wind turbines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2);537-545.
- [11] 伍文华,周乐明,陈燕东,等. 序阻抗视角下虚拟同步发电机与 传统并网逆变器的稳定性对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2019,39(5):1411-1421.

WU Wenhua, ZHOU Leming, CHEN Yandong, et al. Stability comparison and analysis between the virtual synchronous generator and the traditional grid-connected inverter in the view of sequence impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39 (5):1411-1421.

[12] 伍文华,陈燕东,周乐明,等. 虚拟同步发电机接入弱电网的序 阻抗建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报,2019,39(6): 1560-1571.

WU Wenhua, CHEN Yandong, ZHOU Leming, et al. Sequence impedance modeling and stability analysis for virtual synchronous generator connected to the weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6):1560-1571.

- [13] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequencedomain impedance definition and its equivalence to the dqdomain 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.
- [14] CÉSPEDES M, SUN J. Methods for stability analysis of unbalanced three-phase systems [C] //2012 IEEE Energy Con-

version Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA: IEEE, 2012; 3090-3097.

- [15] 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.
- [16] 年珩,杨洪雨.不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J].电力系统自动化,2016,40(10):76-83.
 NIAN Heng,YANG Hongyu. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverters under unbalanced operation conditions[J]. Automation of Electric Power Systems,2016, 40(10):76-83.
- [17] SUN J, 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.
- [18] ZHANG Y, CHEN X, SUN J. Sequence impedance modeling and analysis of MMC in single-star configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1):334-346.
- [19] 潘鹏宇,胡海涛,杨孝伟,等. 基于宽频带扰动的牵引供电系 统频域阻抗测量方法[J]. 电力自动化设备,2019,39(2): 153-157.

PAN Pengyu, HU Haitao, YANG Xiaowei, et al. Frequencydomain impedance measurement method for traction power supply system based on broadband perturbation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(2):153-157.

作者简介:



com)

朱益良(1995—),男,四川成都人,硕 士研究生,主要研究方向为阻抗建模、变流 器稳定性分析(E-mail:869560630@qq.com); 蒲俊楷(1991—),男,甘肃定西人,工 程师,硕士,主要研究方向为电力牵引传 动控制(E-mail:pujk@yunda-tec.com);

葛兴来(1979—),男,山西太原人,教授,博士,主要研究方向为电力牵引系统控

制与仿真/电力牵引系统稳定性分析/电 力牵引系统故障诊断、诊断及容错控制(E-mail:xlgee@163.

李婷婷(1986—), 女, 四川达州人, 工程师, 硕士, 主要研 究方向为轨道交通车辆牵引控制(E-mail: litt@yunda-tec. com)。

(编辑 王欣竹)

Sequence admittance modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter with DC bus and MFC disturbance under weak grid

ZHU Yiliang¹, PU Junkai², GE Xinglai¹, YAN Peilei¹, SUN Weixin¹, LI Tingting², LIU Chuan²

(1. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle,

Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. Chengdu Yunda Technology Co., Ltd., Chengdu 610097, China)

Abstract: In order to solve the interaction instability of new energy grid connection system, firstly, the sequence admittance model of three-phase LCL-type grid-connected inverter is established by using the doubleharmonic linearization method and comprehensively considering the DC bus and the MFC(Mirror Frequency Coupling) disturbance. Furthermore, the traditional matrix sequence admittance model is simplified to a single-input single-output sequence admittance model. The influence law of the controller bandwidth of the phase locked loop, the DC voltage outer loop and the current inner loop on the admittance characteristics of the grid-connected inverter is analyzed separately. Finally, based on the MATLAB / Simulink platform, the accuracy of the proposed sequence admittance model in nonlinear time-domain system is verified, and it is proved by Nyquist stability criterion that the proposed model can effectively improve the stability of interconnected system under weak grid.

Key words: weak grid; grid-connected inverter; MFC; stability analysis; double-harmonic linearization



附录 A

$$A(x) = (L_1 + L_2)x + \frac{L_1 L_2 C x^3}{C R_d x + 1}$$
(A1)

$$B(x) = 1 + \frac{L_1 C x^2}{C R_d x + 1}$$
(A2)

$$\mathbf{Z}_{i0} = \text{diag}\Big[A(j2\pi(-2f_1)), A(j2\pi(-f_1)), A(0), A(j2\pi(f_1)), A(j2\pi(2f_1))\Big]$$
(A3)

$$\boldsymbol{Z}_{\nu 0} = \operatorname{diag} \left[B \left(j 2\pi \left(-2f_1 \right) \right), B \left(j 2\pi \left(-f_1 \right) \right), B \left(0 \right), B \left(j 2\pi \left(f_1 \right) \right), B \left(j 2\pi \left(2f_1 \right) \right) \right]$$
(A4)

$$\mathbf{Z}_{i} = \operatorname{diag}\left[A\left(j2\pi\left(f_{p}-2f_{1}\right)\right), A\left(j2\pi\left(f_{p}-f_{1}\right)\right), A\left(j2\pi f_{p}\right), A\left(j2\pi\left(f_{p}+f_{1}\right)\right), A\left(j2\pi\left(f_{p}+2f_{1}\right)\right)\right]$$
(A5)

$$\boldsymbol{Z}_{\nu} = \operatorname{diag}\left[B\left(j2\pi\left(f_{\mathrm{p}}-2f_{1}\right)\right), B\left(j2\pi\left(f_{\mathrm{p}}-f_{1}\right)\right), B\left(j2\pi f_{\mathrm{p}}\right), B\left(j2\pi\left(f_{\mathrm{p}}+f_{1}\right)\right), B\left(j2\pi\left(f_{\mathrm{p}}+2f_{1}\right)\right)\right]$$
(A6)

$$\boldsymbol{Q} = -\operatorname{diag}\left[G_{i}\left(j2\pi\left(f_{p}-f_{1}\right)\right)+jK_{d}, 0, G_{i}\left(j2\pi\left(f_{p}-f_{1}\right)\right)-jK_{d}, 0, 0\right]$$
(A7)

P 是一个 5×5 的矩阵,除了元素(3,3)和(1,3)外皆为 0,其表达式分别如下:

$$\boldsymbol{P}(3,3) = \frac{G_{\theta}\left[j2\pi\left(f_{p}-f_{1}\right)\right]}{2} \left\{ \boldsymbol{I}_{1}\left(G_{i}\left[j2\pi\left(f_{p}-f_{1}\right)\right]-jK_{d}\right)+\boldsymbol{M}_{1}\right\}$$
(A8)

$$\boldsymbol{P}(1,3) = -\frac{G_{\theta} \left[j 2\pi \left(f_{p} - f_{1} \right) \right]}{2} \left\{ \boldsymbol{I}_{1}^{*} \left(G_{i} \left[j 2\pi \left(f_{p} - f_{1} \right) \right] + j K_{d} \right) + \boldsymbol{M}_{1}^{*} \right\}$$
(A9)

$$\begin{cases} G_{\theta}(s) = \sqrt{3/2}G_{\text{PLL}}(s) / (1 + \sqrt{3/2}V_{1}G_{\text{PLL}}(s)) \\ M_{1} = \left[\left(j\omega_{1}(L_{1} + L_{2}) + \frac{L_{1}L_{2}C(j\omega_{1})^{3}}{j\omega_{1}CR_{d} + 1} \right) I_{1} + \left(1 + \frac{L_{1}C(j\omega_{1})^{2}}{j\omega_{1}CR_{d} + 1} \right) V_{1} \right] / K_{\text{PWM}}V_{\text{dc}} \end{cases}$$
(A10)

其中, $I_1=I_1e^{j_{\theta}i}$ 为电网电流的基频分量; M_1 为基频稳定运行调制信号稳态分量;上标"*"代表共轭。

E为5×5矩阵,除了元素(2,3)和(4,3)外皆为0,其表达式分别如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{E}(2,3) = \sqrt{\frac{1}{6}} G_{dc}(j\omega_{p}) G_{i}(j\omega_{p}) e^{-j\varphi_{v1}} \\ \boldsymbol{E}(4,3) = \sqrt{\frac{1}{6}} G_{dc}(j\omega_{p}) G_{i}(j\omega_{p}) e^{j\varphi_{v1}} \end{cases}$$
(A11)

$$Y_{ad1} = \{A(s) - K_{PWM}V_{dc}Q(3,3)\}^{-1} \times \{(M_1 + I_1Q(1,3))K_{PWM}V_{dc}P(1,3) + (M_1 + I_1Q(3,3))(K_{PWM}V_{dc}P(1,3) - B(s))\} + I_1(P(1,3) + P(3,3))$$
(A12)

$$Y_{aa1} = \frac{B(s) - K_{PWM} V_{dc} P(3,3)}{A(s) - K_{PWM} V_{dc} Q(3,3)}$$
(A13)

-1 -

$$Y_{\text{aa 2}} = \frac{B(s - j2\omega_1)}{A(s - j2\omega_1) - K_{\text{PWM}}V_{\text{dc}}\boldsymbol{Q}(1,3)}$$
(A14)

$$Y_{\rm dd1} = \left\{ A(s) - K_{\rm PWM} V_{\rm dc} Q(3,3) \right\}^{-1} M_1 \{ K_{\rm PWM} V_{\rm dc} E(2,3) + K_{\rm PWM} \left(V_{\rm dc} E(4,3) + M_1 \right) \} + I_1 \left(E(2,3) + E(4,3) \right)$$
(A15)

$$Y_{da1} = \frac{K_{PWM} \left(V_{dc} \boldsymbol{E} \left(4, 3 \right) + \boldsymbol{M}_{1} \right)}{A(s) - K_{PWM} V_{dc} \boldsymbol{Q}(3, 3)}$$
(A16)

$$Y_{da\,2} = \frac{K_{PWM}V_{dc}\boldsymbol{E}(2,3)}{A(s) - K_{PWM}V_{dc}\boldsymbol{Q}(3,3)}$$
(A17)





Fig.A1 Small-signal flowchart for positive sequence perturbation



图 A2 弱电网下考虑 MFC 的并网逆变器正序小信号流图



with weak grid considering MFC

Table B1 Simulation parameters					
参数	数值	参数	数值		
$V_{ m dcr}/ m V$	700	V_1/V	220		
$Z_{\rm g}/{ m mH}$	0.6	$C_{\rm dc}/{ m mF}$	3.3		
L_1/mH	2.5	f_1/Hz	50		
L_2/mH	0.8	$P_{\rm set}/{ m kW}$	20		
$C/\mu F$	6.8	$Q_{ m set}/ m kW$	0		
$R_{ m d}/\Omega$	1.5	<i>f</i> _s /kHz	10		
$k_{i\mathrm{p}}$	0.0027	k_{ii}	0.329		
$k_{v\mathrm{p}}$	2.7319	$k_{ u \mathrm{p}}$	171.6		
$k_{ m pp}$	18.83	$k_{ m pi}$	201		

附录 B 表 B1 仿真参数

-



附录 C

本文采用 MATLAB 非线性仿真得到序阻抗来验证所建解析模型的准确性,其阻抗测量示意图与流程图分别如图 C1 与 C2 所示。阻抗测量的具体步骤如下。

(1) 将 MATLAB 非线性仿真模型运行起来,通过采集 PCC 处的网压网流与直流侧电压电流判断并网系统是否进入稳

— 3 —

定运行状态。若并网系统进入稳态,进入步骤 2;否则继续等待并网系统稳定。

(2) 在想观测的频率 f_n 处注入扰动电压 $U_r \sin(\omega_n t + \theta_r)$,通过采集 PCC 处的网压网流与直流侧电压电流判断并网系统是否在扰动注入后进入稳定运行状态。若并网系统进入稳态,进入步骤 3;否则继续等待并网系统稳定。

(3) 对采集的数据进行傅里叶分析,再依据式(A12)—(A17)计算相关表达式。

(4) 依次根据式(17)、(18)、(21)、(22)计算得到 f_n 频率处的序阻抗模型。若待测频率点测量完成,结束;否则回到步骤 2 继续执行。





Fig.C1 Schematic diagram of impedance measurement



Fig.C2 Flowchart of impedance measurement calculation









(b) 负序







(a) 正序























Fig.D5 Stability analysis results of grid-connected inverter under weak grid