

锁相环同步VSC接入弱网下的低频动态稳定性分析模型与机理研究

李霞林¹,张晨¹,郭力¹,张野²,高飞³,王智¹,李鹏飞¹,王成山¹

(1. 天津大学 智能电网教育部重点实验室,天津 300072;

2. 南方电网科学研究院有限责任公司 直流输电技术国家重点实验室,广东 广州 510663;

3. 上海交通大学 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室,上海 200240)

摘要:基于锁相环(PLL)同步接入弱网的电压源型换流器(WG-VSC)存在由“外环-PLL-弱网”交互主导的低频动态(LFD)稳定问题。为清晰揭示各关键环节及其交互对WG-VSC的LFD影响机理,提出一种等效PLL模型。首先建立了适用于多种典型外环控制模式的WG-VSC的LFD分析的基本模型,该模型包含原PLL环节及耦合了外环、电网强度及VSC运行点信息的“外环-弱网”环节。其次,将“外环-弱网”环节划分为有功侧外环对PLL的影响路径及无功侧外环所引入的对PLL的影响路径,以清晰表征VSC外环与PLL的交互关系。然后,基于LFD主导模态将“外环-弱网”环节简化为一阶环节,并结合原PLL的PI控制环节,得到保持足够LFD分析精度的二阶等效PLL模型,并基于该模型分析和揭示了“外环-PLL-弱网”的交互对WG-VSC的LFD的影响机理。最后,基于详细开关模型的时域仿真结果验证了等效PLL模型的有效性和分析结果的准确性。

关键词:电压源型换流器;低频动态;弱网;等效锁相环模型;控制环节交互;机理分析

中图分类号:TM 712

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202202024

0 引言

在能源问题突出、环境污染严重的背景下,亟需构建以可再生能源为主体的新型电力系统。随着可再生能源的大规模接入和电能跨地区的远距离输送,电力电子变流器在电力系统中的占比得到显著提高,使得电力系统呈现高比例新能源化和高比例电力电子化的“双高”趋势^[1]。电压源型换流器(VSC)具有四象限运行、运行控制方式灵活多样等优势,已广泛应用于高比例新能源并网、柔性直流输电系统等场景中^[2]。基于锁相环(PLL)同步的双闭环矢量控制技术具有控制结构简单、直流参考量跟踪、有功和无功功率解耦控制等优势而广泛应用于实际工程的VSC并网控制中^[3]。然而由于我国能源和负荷分布不均衡,在大容量、远距离电能输送中,VSC与电网间的等值阻抗过高,将导致两者连接强度较弱,使得系统稳定性下降^[4]。

大量理论研究和实际案例表明,电网强度过低易导致VSC出现几百至几千Hz的中高频失稳^[5]、数十Hz的次/超同步失稳^[6]、10 Hz左右的低频动态(LFD)失稳^[7]等问题。相比前两类问题,现有研究对

弱连接VSC(WG-VSC)的LFD特性研究不够深入,稳定机理解释尚不够清晰。然而,实际工程中已出现诸多LFD失稳问题,如可再生能源大规模并网时出现的LFD失稳^[8],以及轨道交通中牵引网络与电力机车间经VSC连接,在运行时出现的LFD失稳^[9]。文献[10]指出采用直流电压控制的WG-VSC出现了与直流电压动态耦合的LFD失稳,比采用定功率控制时更复杂。此外,WG-VSC的LFD非常接近传统电网中同步电机在弱阻尼状态下由转子运动方程主导的LFD^[11],可以预见在“双高”趋势下,WG-VSC与同步电机在LFD时间尺度的交互将愈发明显。因此本文以基于PLL同步的WG-VSC(下文简称PLL型WG-VSC)的LFD稳定问题的降阶建模和机理揭示为切入点展开分析,以期“双高”电力系统的LFD稳定问题研究提供一种新思路。

针对不同外环控制模式下的PLL型WG-VSC的LFD稳定问题,现有研究进行了一定的分析。有功侧外环采用有功功率 P 控制时,小扰动分析模型不计及直流电容动态,WG-VSC的LFD受电网强度、外环及PLL动态的影响。文献[12]首先利用WG-VSC的状态空间模型和特征值分析方法研究了有功功率 P -交流电压 V_{ac} 外环模式下,PLL动态对WG-VSC稳定性的影响,结果表明LFD主要受锁相环参数和电网强度的影响,且随着电网强度的下降,WG-VSC的LFD稳定裕度逐渐减小。文献[13]基于特征值分析讨论了 V_{ac} 外环与PLL交互对WG-VSC稳定性的影响,并指出电网强度降低时控制环节交互对WG-VSC的LFD影响更为显著。基于状态空间模型,上

收稿日期:2021-08-31;修回日期:2021-12-28

在线出版日期:2022-02-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977142);国家重点研发计划资助项目(2020YFB1506803)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977142) and the National Key Research and Development Program of China(2020YFB1506803)

述研究虽然通过参与因子分析了 LFD 的影响因素,但仍然无法直观揭示“外环-PLL-弱网”交互对 LFD 的影响机理。文献[14]建立了 WG-VSC 阻抗分析模型,通过频域分析表明,LFD 失稳由 VSC 等效阻抗的负电阻特性引起,且增大 PLL 带宽将加剧该负电阻特性^[15]。然而阻抗模型只能反映 WG-VSC 的输入输出特性,无法分析外环与 PLL 交互对 LFD 的具体影响。为进一步阐释 WG-VSC 的 LFD 稳定机理,文献[16]推导了 WG-VSC 的有功控制传递函数,并将其分解为有功理想传递函数和调制传递函数两部分,后者用于表征电网强度减弱时 PLL 及 V_{ac} 外环动态对系统 LFD 的影响。然而将诸多 LFD 影响因素不加区分地整合为调制传递函数并利用频域法进行分析,仅能反映改变电气及控制参数变化时系统频域特性的变化,却难以清晰揭示 VSC 不同控制环节间如何进行交互,及其对 WG-VSC 的 LFD 的具体影响。

VSC 采用 U_{dc} 控制时会引入直流电压动态,这使得 WG-VSC 的 LFD 机理更加复杂。文献[17]基于状态空间模型分析了 PLL 与直流电压外环的交互对系统 LFD 的影响。文献[18]针对直流电压 U_{dc} 控制型 WG-VSC 的 LFD 问题,基于 U_{dc} 动态及 U_{dc} 外环 PI 环节动态构建了复转矩分析模型,将 V_{ac} 外环及 PLL 动态等效为 U_{dc} 控制的附加阻尼恢复转矩,以分析不同控制环节对系统 LFD 的影响。为描述 U_{dc} 控制模式下 WG-VSC 在 LFD 时间尺度上的端口特性,文献[19]将 WG-VSC 动态特性等效为同步电机阻尼及惯性,提出一种基于 VSC 端口电压的等效模型。但上述文献缺乏动态环节交互对 LFD 的具体影响的分析,以及对 WG-VSC 的 LFD 失稳机理的揭示。此外,上述方法均依赖 U_{dc} 外环和直流电容动态构建模型,无法适用于多种典型有功类控制下 WG-VSC 的 LFD 分析。

为进一步地分析“外环-PLL-弱网”交互对 WG-VSC 的 LFD 的影响,本文首先提出了一种适用于多种典型外环控制模式的 PLL 型 WG-VSC 的 LFD 分析模型。该模型包含原 PLL 环节及耦合了电网强度、VSC 运行点及外环动态的“外环-弱网”动态环节,并且在此基础上将后者拆分为表征有功侧外环对 PLL 动态的影响环节和无功侧外环所引入的对 PLL 动态的影响环节,清晰地展现了 WG-VSC 外环与 PLL 的具体交互关系。然后将“外环-弱网”动态环节在 LFD 主导频率附近线性化为一阶动态环节,并且结合原 PLL 的 PI 环节得到等效 PLL 模型。基于该模型中 PI 系数的等效物理意义,可清晰展现“外环-PLL-弱网”交互对 LFD 的影响,进而揭示 LFD 的诱发机理。

1 PLL 型 WG-VSC 的 LFD 分析模型

本节首先给出了 PLL 型 WG-VSC 的详细模型,并忽略仅影响系统高频特性的动态环节,得到了适用于 WG-VSC 的 LFD 分析基本模型,然后基于该模型推导出以 PLL 为核心的 WG-VSC 的 LFD 分析基本模型。

1.1 WG-VSC 系统建模

图 1 给出了 PLL 型 WG-VSC 的拓扑结构及控制系统的通用表示形式。图中: P_{dc} 为直流传输功率; C 为直流电容;VSC 经 LC 滤波器并网, X_f 和 C_f 分别为滤波电抗和电容; $V_1 \angle \theta$ 和 $V_s \angle 0^\circ$ 分别为并网点(PCC)电压和无穷大电网电压; X_g 为交流线路电抗,基于 X_g 可得系统短路比以表征电网强弱。VSC 采用基于 PLL 同步的双闭环矢量控制策略,该控制策略下 VSC 外环可灵活选择控制目标,实现有功侧外环控制量 u_{AS} 、无功侧外环控制量 u_{RS} 对其参考值 u_{ASref} 、 u_{RSref} 的追踪。

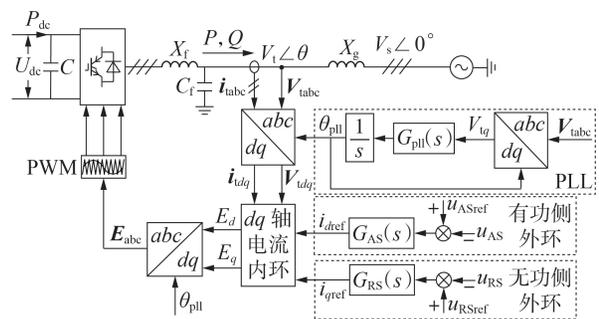


图 1 WG-VSC 拓扑结构及控制系统示意图

Fig.1 Topology structure of WG-VSC and schematic diagram of control system

附录 A 表 A1 给出了 4 种典型外环控制模式的具体结构,根据运行目标的不同,VSC 有功侧外环传递函数 $G_{AS}(s)$ 可采用直流电压 U_{dc} 控制或有功功率 P 控制,无功侧外环传递函数 $G_{RS}(s)$ 可采用交流电压 V_{ac} 控制或无功功率 Q 控制。基于外环产生的电流参考值 i_{dref} 、 i_{qref} ,内环控制实现电流追踪。PLL 用于捕获 PCC 电压相位,实现 VSC 并网。

1.2 用于分析 WG-VSC 的 LFD 的线性化模型

本文考虑如下假设以简化分析 LFD:

1) 因为电流环带宽远高于外环及 PLL 带宽,故而忽略电流内环动态过程,即认为在 VSC 外环及 PLL 动作前, dq 轴 VSC 输出电流 i_{dq} 已完成对参考值 i_{dqref} 的追踪;

2) 忽略 VSC 交流滤波环节以及等效交流系统电磁暂态过程,这是因为此类动态仅影响系统高频动态。

由表 A1 并结合假设 1) 可得线性化的 VSC 外环动态的通用表示形式如式(1)所示。

$$\begin{cases} \Delta i_{ud} = G_{AS}(s)(\Delta u_{ASref} - \Delta u_{AS}) \\ \Delta i_{uq} = G_{RS}(s)(\Delta u_{RSref} - \Delta u_{RS}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: Δ 表示相应变量的小信号增量; i_{ud} 、 i_{uq} 分别为 VSC 输出电流的 d 、 q 轴分量。

PLL 线性化动态如式(2)所示, 推导见附录 A。

$$\Delta \theta_{pll} = G_{\theta}(s)\Delta \theta = G_{pll}(s)/(s + G_{pll}(s))\Delta \theta \quad (2)$$

式中: θ_{pll} 为 PLL 输出相角; $G_{\theta}(s)$ 为 $\Delta \theta$ 到 $\Delta \theta_{pll}$ 的传递函数; $G_{pll}(s) = k_{ppll} + k_{ipll}/s$, 为 PLL 的 PI 控制环节的传递函数, 其中 k_{ppll} 、 k_{ipll} 分别为其比例系数和积分系数。

结合假设 1) 及假设 2), VSC 控制系统所需的反馈量为 ΔP 、 ΔQ 、 ΔV_t 及 $\Delta \theta$, 如式(3)所示, 具体推导过程见附录 B。

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \\ \Delta V_t \\ \Delta \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s0} \cos \theta_0 & V_{s0} \sin \theta_0 & (V_{t0} V_{s0} \cos \theta_0 - V_{s0}^2)/X_g \\ V_{s0} \sin \theta_0 & 2V_{t0} - V_{s0} \cos \theta_0 & -V_{t0} V_{s0} \sin \theta_0 / X_g \\ 0 & X_g & -V_{s0} \sin \theta_0 \\ X_g / V_{t0} & 0 & (V_{t0} - V_{s0} \cos \theta_0) / V_{t0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ud} \\ \Delta i_{uq} \\ \Delta \theta_{pll} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: 下标 0 表示相应变量的稳态值。

由式(3)可见, Δu_{AS} 即为 ΔP , Δu_{RS} 可为 ΔQ 或者 ΔV_t 。为便于后续推导, 将式(3)中的 VSC 有功侧、无功侧外环反馈量记为式(4)所示的通用表示形式。记 $c_1 = X_g / V_{t0}$ 、 $c_2 = V_{t0} - V_{s0} \cos \theta_0$, 则式(3)中 $\Delta \theta$ 可表示为:

$$\begin{cases} \Delta u_{AS} = a_1 \Delta i_{ud} + a_2 \Delta i_{uq} + a_3 \Delta \theta_{pll} \\ \Delta u_{RS} = b_1 \Delta i_{ud} + b_2 \Delta i_{uq} + b_3 \Delta \theta_{pll} \end{cases} \quad (4)$$

$$\Delta \theta = c_1 \Delta i_{ud} + c_2 \Delta \theta_{pll} \quad (5)$$

式中: a_1 — a_3 、 b_1 — b_3 和 c_1 、 c_2 均只与电网强度及 VSC 稳态运行点有关, 因此称之为稳态系数。根据式(3)—(5), 可得 WG-VSC 的 LFD 分析基本模型如图 2 所示。

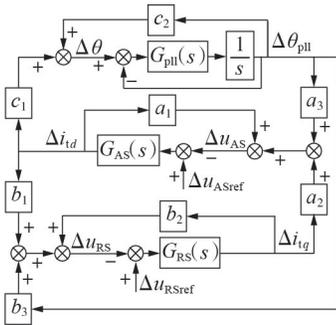


图 2 WG-VSC 的 LFD 分析基本模型

Fig.2 Basic model for LFD analysis of WG-VSC

现有研究表明, PLL 为 WG-VSC 的 LFD 主要影响环节^[11], 外环与 PLL 交互会进一步影响 LFD^[12,16], 然而图 2 所示的模型无法清晰展现 VSC 外环与 PLL

的交互。因此下文将对该模型进行改进, 得到以 PLL 为核心的 WG-VSC 的 LFD 分析模型, 用以清晰表征 VSC 控制环节间的交互对 LFD 的影响。

1.3 以 PLL 为核心的 WG-VSC 的 LFD 分析模型

以 Δu_{ASref} 和 Δu_{RSref} 为输入, 以 $\Delta \theta_{pll}$ 为输出, 图 2 所示的基本模型可重新整理为图 3(a) 所示形式, 图中 $\Delta \theta_1$ 、 $\Delta \theta_2$ 分别为 PLL 由 VSC 外环参考及其前向通路和由 PLL 输出量经反馈路径获得的输入分量, 传递函数 $K_1(s)$ — $K_3(s)$ 的具体表达式及推导过程见附录 C。且可证明 WG-VSC 系统所有 LFD 模态均可由 $K_3(s)$ 和 $G_{\theta}(s)$ 的动态完全表征, 故只需分析从 $\Delta \theta_1$ 到 $\Delta \theta_{pll}$ 的传递函数即可分析系统 LFD 稳定性, 证明过程见附录 C。因此可忽略 Δu_{ASref} 、 Δu_{RSref} 及其对应的前向通路 $K_1(s)$ 、 $K_2(s)$ 的影响, 并将 $K_3(s)$ 与 PLL 单位负反馈回路整合为 $G(s) = 1 - K_3(s)$, 再分别选择 $\Delta \theta_1$ 和 $\Delta \theta_{pll} - \Delta \theta_2$ 作为输入和输出, 可得图 3(b) 所示 WG-VSC 的 LFD 通用分析模型。该模型包含原 PLL 动态环节和“外环-弱网”动态环节 $G(s)$ 两部分, 下文将基于此模型推导等效 PLL 模型。

2 适用于 LFD 分析的 VSC 等效 PLL 模型

本节推导等效 PLL 模型, 该模型将 VSC 不同控制环节间的交互及其对系统 LFD 的影响体现在等效 PLL 系数变化上, 可基于二阶等效模型的物理意义揭示 LFD 的产生机理。

2.1 “外环-弱网”耦合动态环节的具体影响路径

图 3(b) 所示的 WG-VSC 的 LFD 分析模型包含 1 个基本 PLL 环节和 1 个整合了电网强度、VSC 运行点信息及外环控制的复杂动态环节。一些现有研究工作也基于结构相似的模型并利用频域分析方法探讨了 WG-VSC 的 LFD 稳定性, 其模型同样包含 1 个基本控制回路, 如 P 外环或 U_{dc} 外环, 以及 1 个整合了系统其他信息的复杂动态环节^[15,19]。然而上述模型针对不同外环控制模式下的 WG-VSC 稳定性分析不具备良好的通用性, 且利用频域法直接分析系统整体的传递函数, 无法清晰揭示 VSC 外环与 PLL 间的具体交互关系及其对 LFD 的影响。因此本节深入分析“外环-弱网”环节传递函数 $G(s)$, 以清晰表征有功侧、无功侧外环与 PLL 的交互关系。

由图 2 可得 $G(s)$ 的具体形式如图 3(c) 所示, 图中 $T_1(s)$ 及 $T_2(s)$ 表达式如式(6)所示, $H_1(s)$ 及 $H_2(s)$ 表达式如式(7)所示。

$$\begin{cases} T_1(s) = 1 - c_2 - c_1 a_3 H_1(s) \\ T_2(s) = -c_1 (b_3 + a_3 b_1 H_1(s)) \frac{a_2 H_1(s) H_2(s)}{1 - a_2 b_1 H_1(s) H_2(s)} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} H_1(s) = -G_{AS}(s)/(1 + a_1 G_{AS}(s)) \\ H_2(s) = -G_{RS}(s)/(1 + b_2 G_{RS}(s)) \end{cases} \quad (7)$$

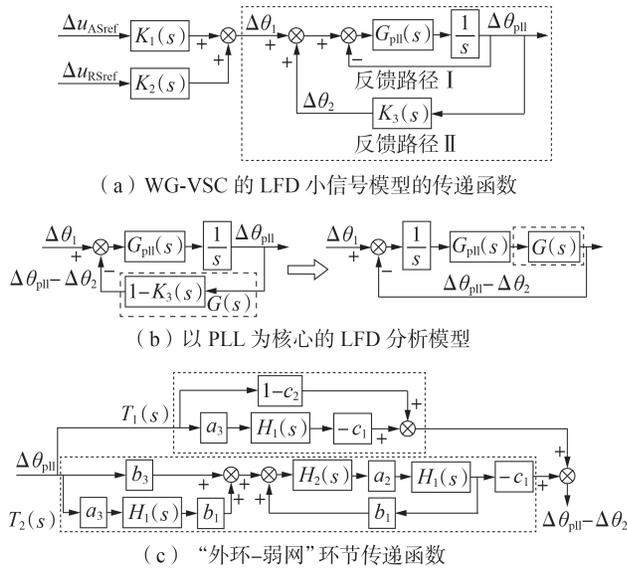


图3 以PLL为核心的WG-VSC的LFD分析模型

Fig.3 PLL-cored model for LFD analysis of WG-VSC

当VSC不采用无功侧外环控制,即 $G_{RS}(s)=0$ 时, $H_2(s)=0$,因此 $T_2(s)=0$,这表明 $T_2(s)$ 是VSC接入无功侧控制时的附加支路,表征了无功侧外环与有功侧外环的交互。而 $T_1(s)$ 则表示VSC外环不含无功侧控制时,有功侧外环与PLL的交互路径。因此基于上述分解,可清晰地分析有功侧外环与PLL的交互,以及无功侧外环的引入对系统造成的额外影响。

此外,基于该模型可清晰地反映出VSC运行点及电网强度对控制系统耦合强度的影响。由式(6)可得 $T_1(s)$ 与 $T_2(s)$ 的稳态增益 T_1 与 T_2 ,如式(8)所示。

$$\begin{cases} T_1 = T_{1,1} + T_{1,2}, & T_{1,1} = 1 - c_2, & T_{1,2} = a_3 c_1 / a_1 \\ T_2 = -c_1 a_2 (a_1 b_3 - a_3 b_1) / (a_1 b_2 - a_2 b_1) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $T_{1,2}$ 为 $T_1(s)$ 中 $-a_3 c_1 H_1(s)$ 部分所对应的稳态增益,表征有功侧外环与PLL的交互强度。结合式(3)中稳态系数的具体表达式可得:当电网为强网($X_g \approx 0$)时, $T_1=1, T_2=0$,即VSC外环与PLL不存在交互;当电网强度减弱时, $T_{1,2}$ 及 T_2 的幅值均增大,表明VSC外环与PLL的交互将随电网强度下降而增强,详细分析将在第3节中展开。

2.2 等效PLL模型的推导

图3所示的模型虽能清晰分析VSC控制环节的相互作用,然而基于高阶模型难以揭示WG-VSC的LFD失稳机理。为揭示“外环-弱网”环节 $G(s)$ 与PLL的交互对LFD的影响,可利用文献[10]提出的基于多模态分解的动态环节简化方法对 $G(s)$ 进行降阶。下面阐述其基本原理:基于特征值分析表明,WG-VSC系统的LFD特性主要由一对靠近虚轴的主导模态 $\lambda_{LFD1,2} = \sigma_{LFD} \pm j\omega_{LFD}$ 表征,其他模态在复平面上与主导模态距离很远,因此对系统LFD影响极

小^[9,11,17],故可将 $s = \sigma_{LFD} \pm j\omega_{LFD}$ 代入待简化的目标传递函数,将其化简为一阶动态环节,同时与原模型在主导模态及其邻域保持暂态及稳态一致性;此外WG-VSC为弱阻尼系统,满足主导模态实部 σ_{LFD} 远小于虚部 ω_{LFD} ,因此可进一步忽略实部 σ_{LFD} ,将 $s = j\omega_{LFD}$ 代入 $T_i(s)$ ($i=1,2$)进行降阶处理,使降阶后的模型在目标频率及其邻域内的暂态及稳态特性保持足够的精度。基于上述方法,可将 $T_i(s)$ 简化为如式(9)所示形式。

$$T_i(j\omega_{LFD}) = \text{Re}(T_i(j\omega_{LFD})) + j\omega_{LFD} [\text{Im}(T_i(j\omega_{LFD}))/\omega_{LFD}] = K_{\alpha i}(\omega_{LFD}) + j\omega_{LFD} K_{\beta i}(\omega_{LFD}) \approx k_{\alpha i} + k_{\beta i} s \quad i=1,2 \quad (9)$$

式中: $\text{Re}(\cdot)$ 、 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示 (\cdot) 的实部和虚部。

基于式(9)可将 $G(s)$ 简化为 $k_{\alpha 1} + k_{\beta 1} s$ 与 $k_{\alpha 2} + k_{\beta 2} s$ 之和,即 $G(s) = k_{\alpha} + k_{\beta} s$,如图4(a)所示,此时简化后的系统为三阶模型。再将简化后的 $G(s) = k_{\alpha} + k_{\beta} s$ 与PLL的PI控制环节的传递函数 $G_{pll}(s)$ 按式(10)进行整合。并按式(11)计算其系数,使之转化为一个等效PI控制环节 PI_{Σ} ,其传递函数为 $f_{PI\Sigma}(s)$ 。

$$f_{PI\Sigma}(s) = G(s)G_{pll}(s) = (k_{\alpha} + k_{\beta} s)(k_{ppll} + k_{ipll}/s) = k_{peq\Sigma} + k_{ieq\Sigma}/s \quad (10)$$

$$\begin{cases} k_{peq\Sigma} = k_{\alpha} k_{ppll} + k_{\beta} k_{ipll} \\ k_{ieq\Sigma} = k_{\alpha} k_{ipll} + k_{\beta} k_{ppll} s^2 \Big|_{s=j\omega_{LFD}} = k_{\alpha} k_{ipll} - k_{\beta} k_{ppll} \omega_{LFD}^2 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ 为等效PLL的PI系数。

考虑到 $G(s)$ 为 $T_1(s)$ 及 $T_2(s)$ 之和,故可将两者分别与 $G_{pll}(s)$ 整合并转化为等效PI控制环节 PI_i ,如式(12)所示,相关系数以相同方法计算,如式(13)所示。

$$f_{PIi}(s) = T_i(s)G_{pll}(s) = (k_{\alpha i} + k_{\beta i} s)(k_{ppll} + k_{ipll}/s) = k_{peqi} + k_{ieqi}/s \quad (12)$$

$$\begin{cases} k_{peqi} = k_{\alpha i} k_{ppll} + k_{\beta i} k_{ipll} \\ k_{ieqi} = k_{\alpha i} k_{ipll} - k_{\beta i} k_{ppll} \omega_{LFD}^2 \end{cases} \quad i=1,2 \quad (13)$$

式中: k_{peqi} 、 k_{ieqi} 为 $T_i(s)$ 对应的等效PI系数。

根据式(10)~(13),可将图3所示模型转化为图4(b)所示的等效PLL模型,其传递函数表达式如式(14)所示。

$$G_{E-PLL}(s) = (sk_{peq\Sigma} + k_{ieq\Sigma}) / (s^2 + sk_{peq\Sigma} + k_{ieq\Sigma}) \quad (14)$$

经上述简化计算,已将复杂的高阶模型降阶为二阶模型,同时原PLL环节的PI参数也转化为等效PLL模型中PI环节的等效系数,其意义为将不同VSC运行点及电网强度下VSC外环与PLL的动态交互对系统LFD的影响用等效PLL系数的变化进行表征,基于等效PLL系数可清晰量化上述LFD影响因素及其交互对WG-VSC的LFD的影响,具体分析将在2.3节中展开。

2.3 基于等效PLL模型的WG-VSC的LFD分析

基于式(14)所示的简化二阶模型,可由 $k_{peq\Sigma}$ 和 $k_{ieq\Sigma}$ 判断WG-VSC在LFD时间尺度下的失稳形式。

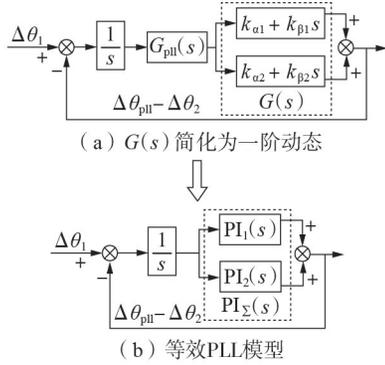


图 4 适用于 WG-VSC 的 LFD 分析的等效 PLL 模型

Fig.4 Equivalent-PLL model of LFD analysis suitable for WG-VSC

$k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ 与 LFD 主导模态 $\lambda_{LFD1,2}$ 的关系如式 (15) 所示。

$$\lambda_{LFD1,2} = \left(-k_{peq\Sigma} \pm \sqrt{k_{peq\Sigma}^2 - 4k_{ieq\Sigma}} \right) / 2 \quad (15)$$

为清晰展示式 (15) 所描述的对对应关系,图 5(a) 给出了 $k_{peq\Sigma}$ - $k_{ieq\Sigma}$ 平面上 2 条从稳定运行点出发并发展至不稳定区域,且具有不同失稳形式的轨迹,分别表示为 A_1 - A_2 - A_3 - A_4 和 B_1 - B_2 - B_3 - B_4 , 相应的 LFD 主导模态 $\lambda_{LFD1,2}$ 轨迹如图 5(b) 所示。图中, MIS、OIS 分别表示单调失稳、振荡失稳。

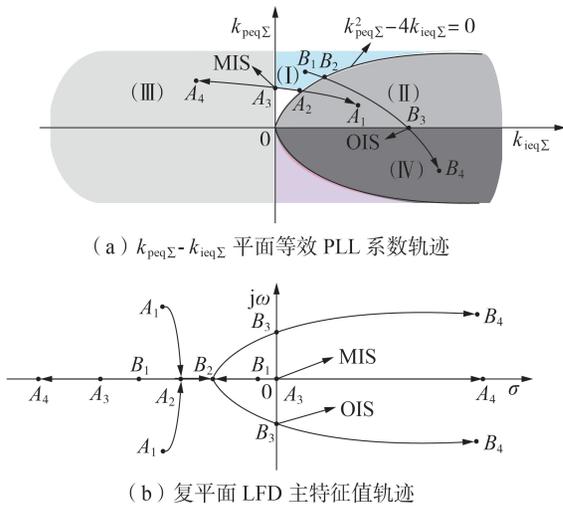


图 5 $k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ 与 LFD 主导模态的对应关系

Fig.5 Relationship between $k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ and LFD dominant modes

在区域 I 中, $k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ 分别满足 $k_{peq\Sigma} > 0$ 、 $k_{ieq\Sigma} > 0$ 且 $k_{peq\Sigma}^2 - 4k_{ieq\Sigma} > 0$, 对应 $\lambda_{LFD1,2}$ 为 2 个负实根, WG-VSC 系统 LFD 稳定; 在区域 II 中, $k_{peq\Sigma}$ 、 $k_{ieq\Sigma}$ 分别满足 $k_{peq\Sigma} > 0$ 、 $k_{ieq\Sigma} > 0$ 且 $k_{peq\Sigma}^2 - 4k_{ieq\Sigma} < 0$, $\lambda_{LFD1,2}$ 为一对实部为负的共轭复根, WG-VSC 系统 LFD 稳定, 且相应的振荡频率和阻尼如式 (16) 所示。

$$\omega_{LFD} = \sqrt{k_{ieq\Sigma} - k_{peq\Sigma}^2 / 4}, \quad \zeta_{LFD} = k_{peq\Sigma} / \sqrt{4k_{ieq\Sigma}} \quad (16)$$

式中: ω_{LFD} 、 ζ_{LFD} 分别为 LFD 的角频率和阻尼。

在区域 III 或 IV 中, 总满足 $k_{peq\Sigma} < 0$ 或 $k_{ieq\Sigma} < 0$, 此时 $\lambda_{LFD1,2}$ 均具有正实部, 系统不稳定。此外, 当运行点由区域 I 经由 $k_{ieq\Sigma} = 0$ 发展至区域 IV 时, $\lambda_{LFD1,2}$ 变为一正一负两实根, 系统出现单调失稳, 当运行点由区域 II 经过 $k_{peq\Sigma} = 0$ 变化至区域 IV 时, $\lambda_{LFD1,2}$ 变为一对实部为正的共轭复根, 此时系统发生振荡失稳。因此, 本文将 $k_{ieq\Sigma} = 0$ 定义为单调失稳边界 (MIS), 并将 $k_{peq\Sigma} = 0$ 定义为振荡失稳边界 (OIB)。

由上述分析可见, 利用等效 PI 模型系数可清晰描述系统 LFD 特性, 并可由系统等效物理意义清晰表征 VSC 外环与 PLL 交互作用对系统 LFD 产生的影响, 解决了状态空间法和阻抗分析法无法清晰展现控制系统交互的问题。此外, 等效 PLL 模型对各类典型外环模式下的 WG-VSC 的 LFD 分析均适用, 解决了复转矩模型依赖直流电压动态建模、缺乏良好通用性的问题。为清晰展现等效 PLL 模型对 LFD 的分析流程, 相应的流程图见附录 D。

2.4 等效 PLL 模型的准确性及通用性验证

为验证等效 PLL 模型对各类典型外环控制下的 WG-VSC 的 LFD 分析的准确性和通用性, 以及该方法对于模块化多电平换流器 MMC (Modular Multi-level Converter) 接入弱网时 LFD 分析的有效性, 在 PSCAD / EMTDC 中搭建了图 1 所示两电平 VSC 开关模型, 以及 MMC 接入弱网模型, 进而对等效 PLL 模型分析结果进行验证。相关参数见附录 E 表 E1。MMC 模型及控制详见文献 [20], 为节约篇幅, 本文不再赘述。

由于 U_{dc} 外环控制使 WG-VSC 耦合了 U_{dc} 动态, 使其 LFD 机理更为复杂, 且 V_{ac} 控制较 Q 控制更适用于弱网, 因此在后文中将基于 U_{dc} - V_{ac} 外环控制模式详细分析“外环-PLL-弱网”交互对 LFD 的影响机理。为验证等效 PLL 模型对于各类典型外环控制模式下 LFD 分析的通用性和有效性, 对 U_{dc} - Q 、 P - Q 、 P - V_{ac} 控制模式下 WG-VSC 进行了仿真验证, 见附录 E。仿真结果验证了等效 PLL 模型对于各类典型外环控制模式下, WG-VSC 系统 LFD 特性分析的通用性和准确性。

3 WG-VSC 的 LFD 机理分析及仿真验证

本节基于等效 PLL 模型, 揭示 U_{dc} - V_{ac} 控制模式下“外环-PLL-弱网”交互对 LFD 的影响机理, 并基于 PSCAD / EMTDC 环境下的详细开关模型对理论分析结果进行仿真验证。3.1 节证明 VSC 输出功率及电网强度对 LFD 影响的一致性; 3.2 节分析 U_{dc} 外环与 PLL 的交互对 LFD 的影响; 3.3 节分析 V_{ac} 外环的接入对 LFD 的附加影响; 3.4 节分析 U_{dc} 、 V_{ac} 外环及 PLL 带宽对控制系统交互及 LFD 的影响。

3.1 VSC输出功率与电网强度对LFD影响的一致性

当WG-VSC采用 U_{dc} - V_{ac} 控制模式时,式(3)中系统稳态系数具体如式(17)所示。

$$\begin{cases} a_1 = V_{s0} \cos \theta_0, & a_2 = V_{s0} \sin \theta_0, & a_3 = (V_{i0} V_{s0} \cos \theta_0 - V_{s0}^2) / X_g \\ b_1 = 0, & b_2 = X_g, & b_3 = -V_{s0} \sin \theta_0 \\ c_1 = X_g / V_{i0}, & c_2 = (V_{i0} - V_{s0} \cos \theta_0) / V_{i0} \end{cases} \quad (17)$$

VSC有功与PCC电压的关系如式(18)所示。

$$P_0 X_g = V_{i0} V_{s0} \sin \theta_0 \quad (18)$$

由式(18)可见,若PCC电压幅值 V_i 和电网电压幅值 V_s 固定,当VSC输出功率 P 与交流线路电抗 X_g 乘积一定时,PCC电压相角 θ_0 保持不变,此时稳态参数 a_1 、 a_2 、 b_3 、 c_2 不变, b_2 、 c_1 与 X_g 成正比, a_3 与 X_g 成反比。 U_{dc} - V_{ac} 模式下 $T_1(s)$ 与 $T_2(s)$ 的表达式如式(19)所示。

$$\begin{cases} T_1(s) = 1 - c_2 + \frac{c_1 a_3 G_U(s)}{1 + a_1 G_U(s)} \\ T_2(s) = \frac{-a_2 b_3 G_U(s)}{1 + a_1 G_U(s)} \frac{c_1 G_V(s)}{1 + b_2 G_V(s)} \end{cases} \quad (19)$$

$$G_U(s) = k_{pU} + k_{iU}/s, \quad G_V(s) = k_{pV} + k_{iV}/s$$

式中: $G_U(s)$ 、 $G_V(s)$ 分别为直流电压、交流电压外环的PI控制环节的传递函数, k_{pU} 和 k_{pV} 、 k_{iU} 和 k_{iV} 分别为对应的比例系数和积分系数。

基于稳态系数与 X_g 的关系,并结合式(19)可得:当 P 与 X_g 乘积一定时, a_1 、 c_2 以及 $a_3 c_1$ 的乘积保持不变, $G_{AS}(s) = G_U(s) / (s C U_{dc0})$ 仅与控制系统参数有关,因此 $T_1(s)$ 的具体表达式不变; a_1 、 a_2 、 b_3 值不变,且 $G_V(s)$ 仅与控制参数有关, $T_2(s)$ 中 $c_1 G_V(s) / [1 + b_2 G_V(s)]$ 项的表达式如式(20)所示,在合理的系统参数下, X_g 变化时,式(20)的变化极小,因此可认为该项几乎保持不变,因此 $T_2(s)$ 表达式几乎保持不变。

$$\frac{c_1 G_V(s)}{1 + b_2 G_V(s)} = \frac{1}{V_{i0}} \frac{X_g (s k_{pV} + k_{iV})}{s + X_g (s k_{pV} + k_{iV})} \quad (20)$$

此外,PLL动态仅与控制参数有关,综上可得:若 P 与 X_g 乘积一定,则WG-VSC的LFD保持不变,换言之,同幅度改变 X_g 与改变 P ,系统LFD相同。上述分析的相关仿真验证结果见附录E。在后续分析中,仅改变VSC输出功率 P ,以分析不同系统运行点下VSC外环与PLL的交互对系统LFD的影响,改变电网强度(即改变 X_g)具有相同结论,不再赘述。

3.2 有功侧 U_{dc} 外环与PLL的交互

本节分析VSC外环不含 V_{ac} 控制时, U_{dc} 外环与PLL的交互对WG-VSC的LFD的影响。该控制模式下 $G_V(s) = T_2(s) = 0$ 。根据 P_0 由式(18)计算PCC电压相角 θ_0 ,进而由式(21)计算对应的无功电流 i_{q0} 以保证PCC电压幅值 V_i 在稳态时不变。

$$i_{q0} = (V_{i0} - V_{s0} \cos \theta_0) / X_g \quad (21)$$

基于式(7)可以得到 U_{dc} - V_{ac} 控制模式下 $H_1(s)$ 及

$H_2(s)$ 的表达式为:

$$\begin{cases} H_1(s) = -\frac{s k_{p1} + k_{i1}}{s^2 + s a_1 k_{p1} + a_1 k_{i1}} \\ H_2(s) = -\frac{s k_{pV} + k_{iV}}{(1 + b_2 k_{pV})s + b_2 k_{iV}} \end{cases} \quad (22)$$

$$k_{p1} = k_{pU} / (C U_{dc0}), \quad k_{i1} = k_{iU} / (C U_{dc0})$$

基于式(6)和式(22),将 $s = j\omega_{LFD}$ 代入 $T_1(s)$,可得:

$$\begin{cases} k_{\alpha} = k_{\alpha 1} = 1 - c_2 + c_1 a_3 \frac{k_{i1} \omega_{LFD}^2 + a_1 k_{i1}^2 + a_1 k_{p1}^2 \omega_{LFD}^2}{(\omega_{LFD}^2 + a_1 k_{i1})^2 + \omega_{LFD}^2 a_1^2 k_{p1}^2} \\ k_{\beta} = k_{\beta 1} = c_1 a_3 \frac{\omega_{LFD}^2 k_{p1}}{(\omega_{LFD}^2 + a_1 k_{i1})^2 + \omega_{LFD}^2 a_1^2 k_{p1}^2} \end{cases} \quad (23)$$

如2.3节所述,VSC在LFD时间尺度内具有以下2种失稳形式: $k_{ieq\Sigma} = 0$ 时出现的单调失稳和 $k_{peq\Sigma} = 0$ 时出现的振荡失稳。下面分析外环仅含 U_{dc} 控制时系统的失稳形式。假设系统出现单调失稳,此时主导频率 $\omega_{LFD} = 0$,代入式(23)得 $k_{\beta} = 0$, $k_{\alpha} = 1 - c_2 + c_1 a_3 / a_1$,基于式(3)中稳态系数的具体值,可得 k_{α} 如式(24)所示。

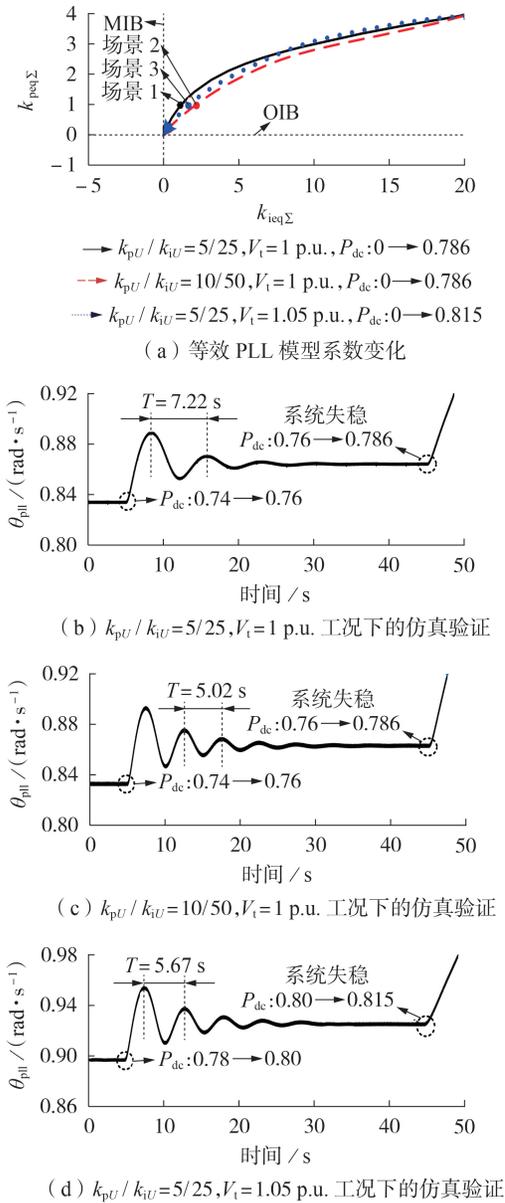
$$k_{\alpha} = 1 + V_{s0} (\cos \theta_0 - 1 / \cos \theta_0) / V_{i0} \quad (24)$$

结合式(18)可见随着 P 或 X_g 升高, θ_0 将增大,故 $k_{\alpha 1}$ 减小。因 $k_{\beta} = 0$,结合式(13)可见 $k_{peq\Sigma}$ 与 $k_{ieq\Sigma}$ 均仅与 k_{α} 呈线性相关,因此当 k_{α} 减小至0时,两者同时为0,导致系统失稳,满足假设条件。因此该模式下系统发生临界失稳时,LFD阻尼和频率均为0,对应于LFD主特征值 $\lambda_{LFD1,2}$ 先在复平面原点处交会,再分别沿实轴正、负方向分开。

此外,式(24)中不含控制系统参数,因此该模式下VSC临界失稳功率上限 P_{lim} 仅与交流线路电抗 X_g 及PCC电压幅值 V_i 有关。由式(24)可求出临界失稳时的 θ_0 ,代入式(18)中可求出当前 X_g 对应的VSC功率上限 P_{lim} 。另外,当 V_i 升高时,由式(24)可得 $k_{\alpha} = 0$ 对应的 $\cos \theta_0$ 减小,再结合式(18)可得 P_{lim} 将增大。

基于附录E表E1中系统参数,图6(a)给出了3组不同系统参数下,VSC不含 V_{ac} 外环时,直流注入功率 P_{dc} 由0增至系统失稳时等效PLL系数的变化情况,图中 $P_{dc}: 0 \rightarrow 0.786$ 表示 P_{dc} 由0增至0.786 p.u.,其他类似。然后在每组分析工况中分别选取一弱网场景进行仿真验证,并与该场景对应的等效PLL模型理论分析结果进行对比,以证明等效PLL模型对LFD分析的准确性,具体结果见图6(b)~(d)。其中,图6(a)选取的场景1为 $V_i = 1$ p.u., $k_{ppll}/k_{ipll} = 4/20$, $k_{pU}/k_{iU} = 5/25$;图6(a)选取的场景2为 $V_i = 1$ p.u., $k_{ppll}/k_{ipll} = 4/20$, $k_{pU}/k_{iU} = 10/50$;图6(a)选取的场景3为 $V_i = 1.05$ p.u., $k_{ppll}/k_{ipll} = 4/20$, $k_{pU}/k_{iU} = 5/25$ 。

对比图6中3组工况可看出: U_{dc} 外环PI系数取5/25以及10/50,系统临界失稳时 $k_{peq\Sigma}$ 与 $k_{ieq\Sigma}$ 均同时减小到0,且 P_{lim} 均为0.786 p.u.,这表明控制系统参

图 6 U_{dc} 外环与 PLL 的交互分析Fig.6 Analysis of interaction between U_{dc} outer loop and PLL

数不影响 VSC 失稳形式以及输出功率上限,且 VSC 临界失稳时 LFD 阻尼以及频率均同时减小到 0; V_i 由 1 p.u. 增大至 1.05 p.u. 时, VSC 失稳形式不变,但 P_{lim} 由 0.786 p.u. 增大至 0.815 p.u., 这表明增大 V_i 将提高相同电网强度 (X_g) 下 VSC 功率上限 P_{lim} 。上述结果均与理论分析一致。

基于详细的 VSC 开关模型, 图 6(b) — (d) 给出了图 6(a) 的仿真验证。由仿真结果可见, 控制参数变化时 P_{lim} 值保持不变, 而 V_i 由 1 p.u. 增大至 1.05 p.u. 时, P_{lim} 上升。此外, 图 6(b) — (d) 中仿真验证场景 1 — 3 的 LFD 振荡周期 T 均与基于图 6(a) 中场景 1 — 3 对应的等效 PLL 系数按式 (16) 所计算得到的理论分析结果相一致, 综上仿真结果验证了等效 PLL 模

型对于 LFD 分析的准确性。

3.3 无功侧 V_{ac} 外环对 LFD 失稳形式的影响

当 VSC 采用 V_{ac} 外环时, $T_2(s)$ 表征 V_{ac} 外环与 U_{dc} 外环交互对 PLL 的影响, 本节分析以下 2 种典型情形下 V_{ac} 外环接入对系统 LFD 的影响: ① V_{ac} 外环采用下垂控制 (即 $k_{iV}=0$); ② V_{ac} 外环采用 PI 控制。

3.3.1 下垂控制型 V_{ac} 外环的影响

V_{ac} 外环采用下垂控制时, 积分系数 $k_{iV}=0$, 由式 (22) 可见 $H_2(s)=-k_{pV}/(1+b_2k_{pV})$ 为常数, 结合式 (6) 可得:

$$T_1(s)+T_2(s)=1-c_2-\rho c_1 a_3 H_1(s) \quad (25)$$

$$\rho=1-\rho_1\rho_2, \quad \rho_1=\frac{V_{s0}\sin^2\theta_0}{V_{s0}-V_{i0}\cos\theta_0}, \quad \rho_2=\frac{X_g k_{pV}}{1+X_g k_{pV}} \quad (26)$$

结合式 (6) 可见, 与不含 V_{ac} 外环控制时相比, V_{ac} 外环采用下垂控制时, $T_2(s)$ 的接入可等效为对 $H_1(s)$ 添加了一个增益系数 ρ , 因此 VSC 失稳形式及其证明方式与不含 V_{ac} 外环时相同, 故不再赘述。

由式 (26) 可见, 交流系统参数 X_g 及 V_{s0} 固定时, ρ 取值仅与 k_{pV} 、 V_{i0} 及 θ_0 有关。 V_{ac} 外环采用下垂控制时, $i_{iV}=k_{pV}(V_{ref0}-V_{i0})$, 其中 V_{ref0} 为交流电压外环的参考值。再结合式 (21) 可得 V_{i0} 表达式为:

$$V_{i0}=(V_{s0}\cos\theta_0+X_g k_{pV}V_{ref})/(1+X_g k_{pV}) \quad (27)$$

通常 $V_{ref} \geq V_{s0}$, 由式 (27) 可见 V_{i0} 略小于 V_{ref} , 且随着 k_{pV} 增大而升高, 当 k_{pV} 趋近于 $+\infty$ 时, V_{i0} 将趋近于 V_{ref} , 因此 ρ_1 及 ρ_2 均随 k_{pV} 增大而增大。以 $V_{ref}=V_{s0}$ 为例, 当 k_{pV} 从 0 开始增大时, $\rho_1\rho_2$ 的乘积将由 0 开始增大, 故 ρ 将由 1 开始减小。临界失稳时 k_{α} 可表示为:

$$k_{\alpha}=\frac{V_{s0}\cos\theta_0}{V_{i0}}+\rho\left(1-\frac{V_{s0}}{V_{i0}\cos\theta_0}\right) \quad (28)$$

由于 $1-V_{s0}/(V_{i0}\cos\theta_0)<0$, 且由式 (26) 可得, 增大 k_{pV} 将使 ρ 从 1 开始减小, 故将使得 k_{α} 增大, 因此需要继续提高 VSC 输出功率 P , 才能使 k_{α} 减小至 0。综上可得, 接入下垂控制型 V_{ac} 外环时, VSC 的输出小扰动有功功率上限 P_{lim} 将随 k_{pV} 增大而提升, 但 WG-VSC 的 LFD 失稳形式不变。

基于附录 E 表 E1 所示的系统参数, 图 7(a)、(b) 分别给出了 V_{ac} 外环下垂系数取 $k_{pV}=1$ 及 $k_{pV}=2$, P_{dc} 由 0 开始增大时等效 PLL 系数变化情况。可见当 P_{dc} 增大时, $T_1(s)$ 对应的 k_{peq1} 、 k_{ieq1} 逐渐减小, 而 $T_2(s)$ 对应的 k_{peq2} 、 k_{ieq2} 始终为正且逐渐增大。结合式 (16) 可见 $T_2(s)$ 将为系统提供额外的正阻尼, 因此有利于系统 LFD 稳定。系统失稳时 $k_{peq\Sigma}$ 与 $k_{ieq\Sigma}$ 同时减小到 0, 即与不含 V_{ac} 外环时相比失稳形式不变。此外, $k_{pV}=1$ 时, $P_{lim}=0.82 \text{ p.u.}$, $k_{pV}=2$ 时, P_{lim} 增大至 0.92 p.u., 这表明 P_{lim} 随 k_{pV} 增大而升高。图 7(c) 给出了与图 7(a)、(b) 相对应的基于开关模型的仿真验证结果, 可见各组仿真工况下 WG-VSC 的失稳功率及失稳状态下

LFD的振荡周期均与图7(a)、(b)对应场景的等效PI系数按式(16)计算得到的理论结果相吻合。

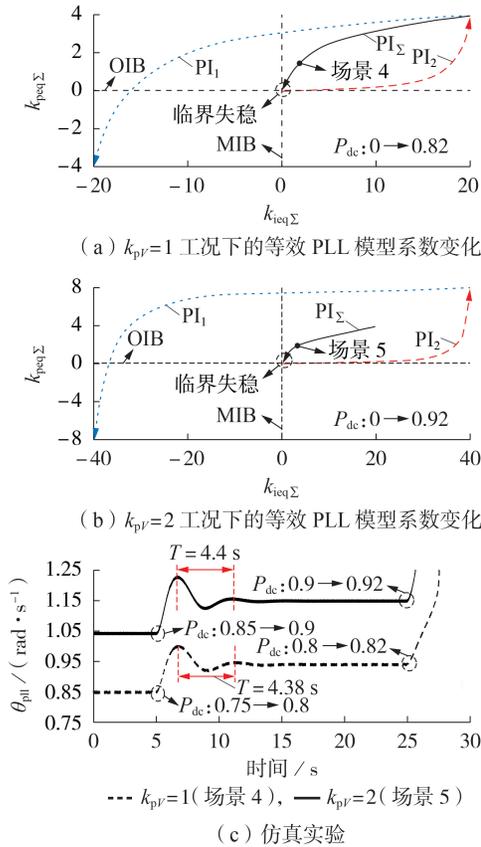


图7 V_{ac} 外环下垂模式下的交互分析及验证
Fig.7 Analysis and verification under droop mode of V_{ac} outer loop

3.3.2 PI控制型 V_{ac} 外环的影响

当 V_{ac} 外环采用PI控制时,将 $s=j\omega_{LFD}$ 代入 $H_1(s)$ 及 $H_2(s)$ 可得其实部、虚部如式(29)所示。

$$\left\{ \begin{aligned} \text{Re}(H_1) &= -\frac{a_1 k_{i1}^2 + k_{i1} \omega_{LFD}^2 + a_1 k_{p1}^2 \omega_{LFD}^2}{(a_1 k_{i1} + \omega_{LFD}^2)^2 + (\omega_{LFD} a_1 k_{p1})^2} < 0 \\ \text{Im}(H_1) &= -\frac{k_{p1} \omega_{LFD}^3}{(a_1 k_{i1} + \omega_{LFD}^2)^2 + (\omega_{LFD} a_1 k_{p1})^2} < 0 \\ \text{Re}(H_2) &= -\frac{b_2 k_{iV}^2 + k_{pV} \omega_{LFD}^2 (1 + b_2 k_{pV})}{(b_2 k_{iV})^2 + \omega_{LFD}^2 (1 + b_2 k_{pV})} < 0 \\ \text{Im}(H_2) &= \frac{k_{iV} \omega_{LFD}}{(b_2 k_{iV})^2 + \omega_{LFD}^2 (1 + b_2 k_{pV})} > 0 \end{aligned} \right. \quad (29)$$

$T_2(s)$ 的增益系数 $-c_1 a_2 b_3$ 的值为 $X_g V_{a0}^2 \sin^2 \theta_0 / V_{a0}$, 记为 η ,且该值大于0。 $T_2(s)$ 对应的 $k_{\alpha 2}$ 及 $k_{\beta 2}$ 表示为:

$$\left\{ \begin{aligned} k_{\alpha 2} &= \eta [\text{Re}(H_1) \text{Re}(H_2) - \text{Im}(H_1) \text{Im}(H_2)] \\ k_{\beta 2} &= \eta [\text{Re}(H_1) \text{Im}(H_2) + \text{Re}(H_2) \text{Im}(H_1)] / \omega_{LFD} \end{aligned} \right. \quad (30)$$

由3.3.1节分析可知, V_{ac} 外环为下垂控制时, $H_2(s)$ 为实系数, $T_2(s)$ 对应的 $k_{\alpha 2} = \eta H_2(s) \text{Re}(H_1)$, $k_{\beta 2} = \eta H_2(s) \text{Im}(H_1) / \omega_{LFD}$, 其中 $\eta H_2(s)$ 为实系数,该模式下

临界失稳时 $k_{peq\Sigma}$ 与 $k_{ieq\Sigma}$ 同时为0。然而 V_{ac} 外环采用PI控制时,积分项的引入使 $k_{\alpha 2}$ 增加 $\text{Re}(H_1) \text{Im}(H_2)$ 项, $k_{\beta 2}$ 增加 $-\text{Im}(H_1) \text{Im}(H_2)$ 项,并且 $\text{Re}(H_1) \text{Im}(H_2) > 0$, $\text{Im}(H_2) \text{Im}(H_2) < 0$ 。与 V_{ac} 外环采用下垂控制相比, $T_2(s)$ 提供的 $k_{\alpha 2}$ 更大,而 $k_{\beta 2}$ 更小,再结合式(13)可得, $T_2(s)$ 为系统提供的 k_{ieq2} 更大,而 k_{peq2} 更小,因此将导致系统 $k_{peq\Sigma}$ 先于 $k_{ieq\Sigma}$ 减小到0,因此系统失稳形式将转变为振荡失稳。

基于表E1所示的系统参数,图8(a)给出了该模式下 P_{dc} 由0开始增大时系统等效PLL系数的变化情况。可见随着 P_{dc} 增大, $T_1(s)$ 对应的 k_{ieq1} 将由正变为负, k_{peq1} 始终为正,但其数值无明显变化; $T_2(s)$ 所对应的 k_{ieq2} 为正且不断增大,但其所对应的 k_{peq2} 为负且不断减小,因此当 P_{dc} 持续上升时将造成 $k_{peq\Sigma} < 0$,进而使得系统LFD的等效阻尼为负,导致系统出现振荡失稳。

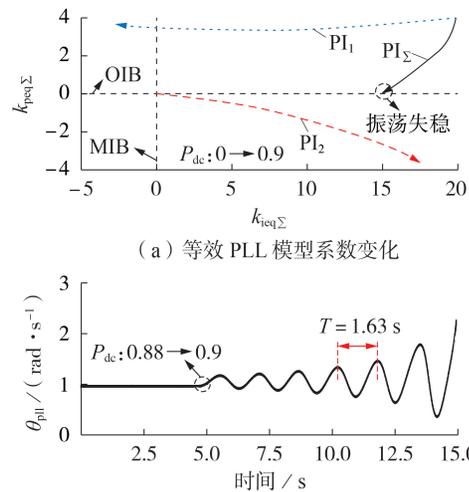


图8 V_{ac} 外环PI模式下的交互分析及验证
Fig.8 Analysis and verification under PI mode of V_{ac} outer loop

图8(b)给出了与图8(a)对应的仿真验证,当直流注入功率 P_{dc} 由0.88 p.u.升高至0.9 p.u.时, WG-VSC系统发生振荡失稳,且LFD周期为1.63s,这与图8(a)中振荡失稳工况对应的有功功率,以及对应的等效PLL系数按式(16)计算得到的振荡周期理论值均一致。

3.4 控制环节带宽对系统LFD的影响

图9给出了改变VSC控制环节带宽时,基于详细开关模型所得到的VSC功率上限 P_{lim} 的变化情况。VSC外环及PLL带宽计算方法见附录F。图9(a)为PLL带宽 ω_{pll} 固定, U_{dc} 外环带宽 ω_{udc} 变化时 P_{lim} (标么值)的变化情况。可见当 ω_{udc} 接近 ω_{pll} 时, P_{lim} 将减小。图9(b)为改变 V_{ac} 外环带宽 ω_{vac} 对 P_{lim} (标么值)的影

响。实线为 $\omega_{Udc}=\omega_{pll}=10 \text{ rad/s}$, 改变 ω_{Vac} 时 P_{lim} 的变化情况, 可见 ω_{Vac} 接近 10 rad/s 时, P_{lim} 将减小; 虚线为 ω_{Udc} 与 ω_{pll} 取值不同, 改变 ω_{Vac} 时 P_{lim} 的变化情况, 可见 ω_{Vac} 接近 ω_{Udc} 或 ω_{pll} 时, P_{lim} 均减小。

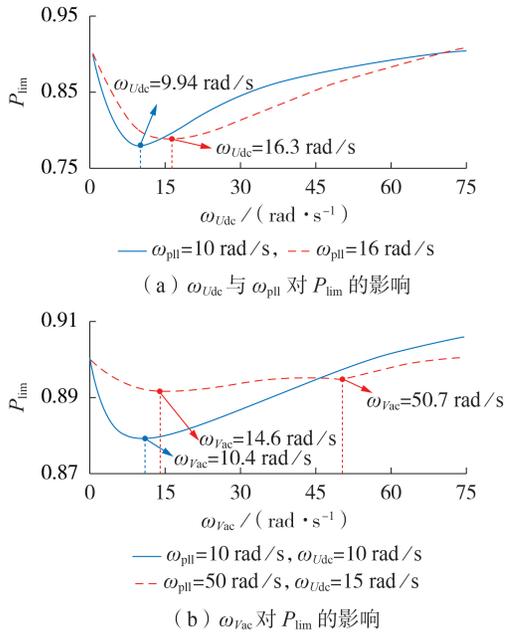


图 9 不同带宽条件下 VSC 最大输出功率 P_{lim}

Fig.9 P_{lim} of VSC under different bandwidth conditions

图 10(a) 给出了 PLL 带宽为 $\omega_{pll}=10 \text{ rad/s}$, 改变 U_{dc} 外环带宽 ω_{Udc} 时, 系统等效 PLL 系数的变化情况。可见当 ω_{Udc} 接近 ω_{pll} 时, $T_1(s)$ 对应的 k_{peq1} 将明显减小, 导致 $k_{peq\Sigma} < 0$, 此时 $T_1(s)$ 与 PLL 的交互提供的正阻尼减小, 导致系统总体呈现负阻尼特性, 出现振荡失稳。因此在设计控制系统时, 应使 ω_{Udc} 尽量远离 ω_{pll} 以增大 VSC 稳定运行范围。

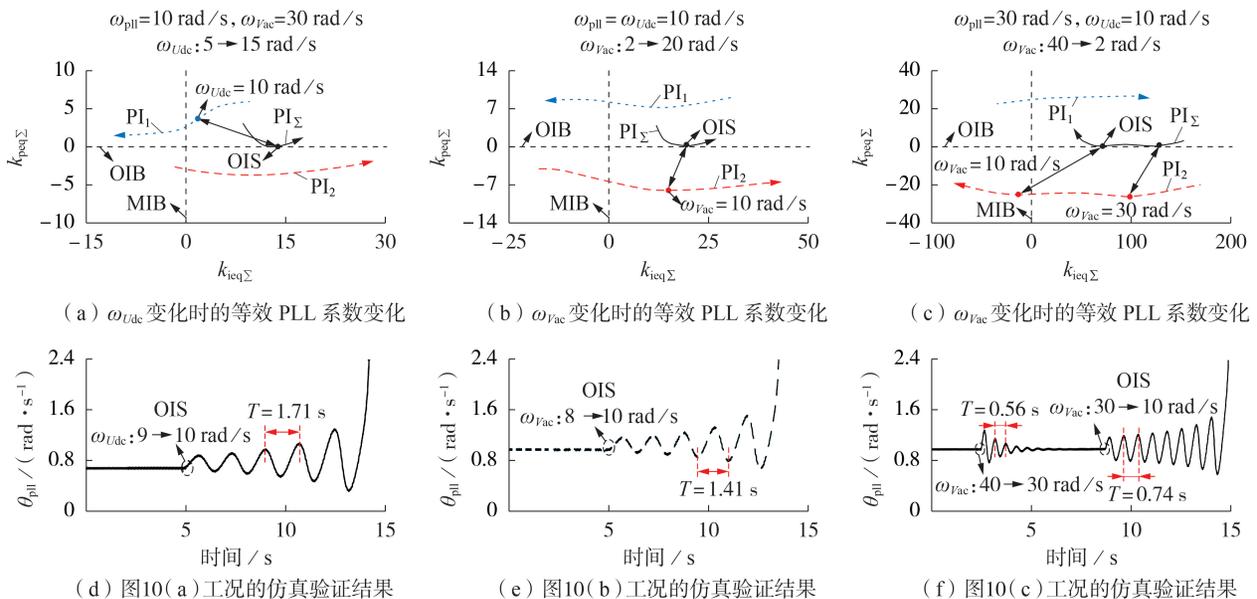


图 10 控制环节交互分析及验证

Fig.10 Analysis and verification of interaction of control loops

图 10(b) 给出了 ω_{Udc} 与 ω_{pll} 相同, V_{ac} 外环带宽 ω_{Vac} 变化时系统等效 PLL 系数变化情况。可见当 ω_{Vac} 接近 ω_{pll} (ω_{Udc}) 时, $T_2(s)$ 对应的 k_{peq2} 将减小, 由式 (16) 可得, 此时 $T_2(s)$ 与 PLL 动态交互为系统提供负阻尼将增大, 进而造成系统总体呈现负阻尼特性。图 10(c) 为 ω_{Udc} 与 ω_{pll} 不同, V_{ac} 外环带宽 ω_{Vac} 变化时等效 PLL 系数变化情况。可见当 ω_{Vac} 接近 ω_{Udc} 或 ω_{pll} 时, $T_2(s)$ 对应的 k_{peq2} 均将减小, 导致系统呈现负阻尼特性, 出现振荡失稳。因此借助等效 PLL 模型, 可以利用等效物理意义对上述现象进行解释。图 10(d) — (f) 分别对图 10(a) — (c) 的理论分析结果给出了基于详细开关模型的仿真验证结果, 其结果均与图 10(a) — (c) 中对应工况基于等效 PLL 模型的理论分析结果一致。

4 结论

本文提出了一种适用于 PLL 型 WG-VSC 的 LFD 分析的等效 PLL 模型。该模型以 PLL 为核心, 将其他 LFD 影响因素拆分成 2 条具体路径, 能够清晰反映不同电网强度及 VSC 运行点下, PLL 与 VSC 外环交互对 LFD 的影响, 进而揭示 LFD 的产生机理。理论分析和仿真结果表明:

- 1) 外环不含 V_{ac} 外环控制时, WG-VSC 临界 LFD 失稳条件下, LFD 等效阻尼及频率均为 0, 且控制系统参数对 VSC 小扰动功率上限 P_{lim} 无影响, P_{lim} 仅由交流系统电抗及 PCC 电压幅值决定;
- 2) V_{ac} 外环对 WG-VSC 的 LFD 有显著影响, 当 V_{ac} 外环采用下垂控制时, VSC 失稳形式与不含 V_{ac} 外环时相同, P_{lim} 随下垂系数增大而升高, 当 V_{ac} 外环采用 PI 控制时, VSC 失稳形式变为振荡失稳;

3)当 U_{dc} 外环带宽接近PLL带宽,或 V_{ac} 外环带宽接近 U_{dc} 或PLL带宽时,VSC等效阻尼均将减小,使WG-VSC的LFD稳定性下降,造成 P_{lim} 下降。

此外,本文所提出的等效PLL模型采用统一的建模结构,便于比较采用不同外环控制策略对WG-VSC的LFD的影响,并指导不同运行场景下的VSC控制器设计。基于等效PLL模型的等效机理揭示,亦可对各类针对WG-VSC的低频时间尺度的改进控制策略进行机理揭示,进而比较改进控制对LFD稳定性的提升效果。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 李鹏飞,李霞林,王成山,等. 中低压柔性直流配电系统稳定性分析模型与机理研究综述[J]. 电力自动化设备,2021,41(5):3-21.
LI Pengfei, LI Xialin, WANG Chengshan, et al. Review of stability analysis model and mechanism research of medium- and low-voltage flexible DC distribution system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5):3-21.
- [3] ROCABERT J, LUNA A, BLAABJERG F, et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11):4734-4749.
- [4] EGEE A, FEKRIASL S, HASSAN F, et al. Advanced vector control for voltage source converters connected to weak grids [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(6):3072-3081.
- [5] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. 多逆变器并网下的超高次谐振特性分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(1):192-199.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Analysis on supraharmmonic resonance characteristics with integration of multiple inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(1):192-199.
- [6] 高本锋,易友川,邵冰冰,等. 基于自抗扰控制的直驱风电场次同步振荡抑制策略[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):148-157.
GAO Benfeng, YI Youchuan, SHAO Bingbing, et al. Subsynchronous oscillation mitigation strategy based on ADRC for D-PMSGs based wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9):148-157.
- [7] LI Y, FAN L L, MIAO Z X. Wind in weak grids: low-frequency oscillations, subsynchronous oscillations, and torsional interactions[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(1):109-118.
- [8] LIU Zhigang, GENG Zhaozhao, HU Xinxuan. An approach to suppress low frequency oscillation in traction network of high-speed railway using passivity-based control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(4):3909-3918.
- [9] HU Jiabing, HUANG Yunhui, WANG Dong, et al. Modeling of grid-connected DFIG-based wind turbines for DC-link voltage stability analysis[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(4):1325-1336.
- [10] KUNDUR P. Power system stability and control[M]. New York, USA: McGraw-Hill, 1994:487-507.
- [11] ZHOU J, DING H, FAN S, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5):2287-2296.
- [12] ARANI M, MOHAMED A. Analysis and performance enhancement of vector-controlled VSC in HVDC links connected to very weak grids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(1):684-693.
- [13] WEN Bo, DONG Dong, BOROYEVI D. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):26-38.
- [14] WEN Bo, BOROYEVI D, BURG 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.
- [15] 吴广禄,王姗姗,周孝信,等. VSC接入弱电网时外环有功控制稳定性解析[J]. 中国电机工程学报,2019,39(21):6169-6183.
WU Guanglu, WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, et al. Analytical analysis on active power control stability of weak grids-connected VSC[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21):6169-6183.
- [16] HUANG Yunhui, YUAN Xiaoming, HU Jiabing, et al. Modeling of VSC connected to weak grid for stability analysis of DC-link voltage control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(4):1193-1204.
- [17] HUANG Yunhui, YUAN Xiaoming, HU Jiabing, et al. DC-bus voltage control stability affected by AC-bus voltage control in VSCs connected to weak AC grids[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2):445-458.
- [18] YUAN Hao, YUAN Xiaoming, HU Jiabing. Modeling of grid-connected VSCs for power system small-signal stability analysis in DC-link voltage control timescale[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(5):3981-3991.
- [19] WANG Dong, HOU Yunhe, HU Jiabing. Net damping criterion for stability analysis of grid-tied VSCs in DC voltage control timescale[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2020, 6(3):601-609.
- [20] 吕敬,蔡旭,张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备,2017,37(1):131-136,143.
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. Analysis and suppression of SSO at sending/receiving end in VSC-HVDC system connected large-capacity wind farms[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1):131-136, 143.

作者简介:



李霞林

李霞林(1986—),男,副教授,博士,研究方向为变频器控制、分布式电源及微电网控制等(E-mail: xialinlee@tju.edu.cn);

张晨(1997—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子化电力系统建模与稳定性分析(E-mail: chenzhang1997@tju.edu.cn);

郭力(1981—),男,教授,博士,研究方向为电压稳定与优化控制、分布式发电系统等(E-mail: liguo@tju.edu.cn)。

(编辑 李玮)

(下转第54页 continued on page 54)

Large-disturbance instability patterns of grid-connected VSC

XING Guangzheng¹, MIN Yong¹, CHEN Lei¹, TANG Yong², XU Shiyun², WANG Jinhao³, ZHENG Huiping³

(1. State Key Laboratory of Control and Simulation of Power Systems and Generation Equipment,

Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China;

3. State Grid Shanxi Electric Power Research Institute, Taiyuan 030001, China)

Abstract: The current research on the large-disturbance stability of grid-connected VSC (Voltage Source Converter) mainly focuses on the problem of PLL (Phase Locked Loop) synchronization stability, and there is a lack of systematic research on the large-disturbance instability patterns. Based on the detailed model of VSC connected to infinite system, the definition and criterion of VSC control loop instability are proposed. Both the outer loop control and PLL have large disturbance stability problems, and there are two types of instability: monotonous instability and oscillatory instability. Considering the saturation of PWM (Pulse Width Modulation), the current loop may also be unstable. The system stability boundary of different instability patterns consists of three main components, the unstable limit cycle, the stable manifold of UEP (Unstable Equilibrium Point) and the nonlinearity boundary corresponding to the saturation. The unstable limit cycle is mainly induced by Hopf bifurcation in the system. If the operating point of the system is close to the Hopf bifurcation, the stability boundary consists of unstable limit cycle, and the system instability is manifested as divergent oscillations. If the operating point is far from the Hopf bifurcation, the stability boundary consists of stable manifold of the UEP, and the system exhibits monotonous instability. The theoretical analysis is verified through MATLAB time domain simulation.

Key words: large-disturbance stability; large-disturbance instability patterns; limit cycle; stability boundary; PWM saturation; VSC

(上接第38页 continued from page 38)

Low frequency dynamic stability analysis model and mechanism research for PLL-synchronized VSC connected to weak grid

LI Xialin¹, ZHANG Chen¹, GUO Li¹, ZHANG Ye², GAO Fei³,

WANG Zhi¹, LI Pengfei¹, WANG Chengshan¹

(1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, China Southern Power Grid,

Guangzhou 510663, China; 3. Key Laboratory of Power Transmission and Power Conversion Control of

Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The LFD (Low Frequency Dynamic) stability problem of WG-VSC (Weak Grid connected Voltage Source Converter) based on PLL-synchronized is dominated by “outer loop-PLL-weak grid” interaction. To reveal the influence mechanism of key loops and their interactions on LFD of WG-VSC, a PLL-equivalent model is proposed. Firstly, the basic LFD analysis model suitable for many typical outer loop control modes is put forward, which contains original PLL loop and “outer loop-weak grid” loop coupled with outer loop, grid strength and information of VSC operation point. Secondly, the “outer loop-weak grid” loop is divided into two parallel paths, one of which shows the impact of active-side outer loop on PLL, and the other shows the additional influence on PLL induced by reactive-side outer loop. Thirdly, the “outer loop-weak grid” loop is simplified into a first-order loop based on dominant modes of LFD, and the second-order PLL-equivalent model that can maintain sufficient accuracy for LFD analysis is derived combined with the PI control loop of original PLL. Based on the above model, the influence mechanism of “outer loop-PLL-weak grid” interaction on LFD of WG-VSC is analyzed and revealed. Finally, the effectiveness of PLL-equivalent model and the accuracy of analysis results are verified by the time-domain simulative results based on detail switch model.

Key words: VSC; low-frequency dynamic; weak grid; PLL-equivalent model; interaction of control loops; mechanism analysis

附录 A PLL 线性化模型推导

VSC 外环的典型控制模式如表 A1 所示。

表 A1 VSC 外环典型控制模式
Table A1 Typical control modes of VSC outer loop

控制模式	外环结构	具体表达式
有功类 P 控制		$G_{AS}(s)=G_P(s)$ $\Delta u_{ASref}=\Delta P_{ref}$ $\Delta u_{AS}=\Delta P$
有功类 U _{dc} 控制		$G_{AS}(s)=G_U(s)/(sCU_{dc0})$ $\Delta u_{ASref}=\Delta P_{dc}$ $\Delta u_{AS}=\Delta P$
无功类 Q 控制		$G_{RS}(s)=G_Q(s)$ $\Delta u_{RSref}=\Delta Q_{ref}$ $\Delta u_{RS}=\Delta Q$
无功类 V _{ac} 控制		$G_{RS}(s)=G_V(s)$ $\Delta u_{RSref}=\Delta V_{tref}$ $\Delta u_{RS}=\Delta V_t$

图 A1 给出了 DQ 和 dq 这 2 个旋转坐标系，两者均以逆时针方向为正方向，且 $Q(q)$ 轴滞后 $D(d)$ 轴 90° 。其中 D 轴始终与无穷大电网电压 $V_s \angle 0$ 同相位，在暂态过程中位置不变。 d 轴追踪 PCC 电压，稳态时 d 轴与 $V_t \angle \theta_0$ 重合，如图 A1(a)所示；当发生扰动时，通过 PLL 实现 d 轴跟踪 PCC 电压相位，如图 A1(b)所示。

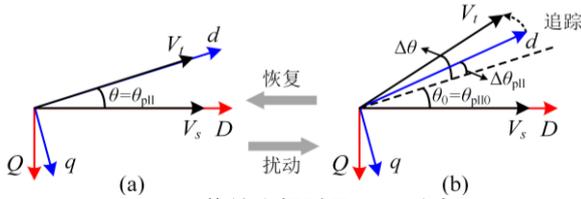


图 A1 旋转坐标系及 PLL 动态

Fig A1 Rotating coordinate and PLL dynamic

基于图 A1 中的向量关系可得：

$$\Delta V_{iq} = -\Delta(V_t \sin(\theta - \theta_{pll})) \quad (A1)$$

将式(A1)代入 PLL 控制环节可得：

$$\Delta \theta_{pll} = -G_{pll}(s) \Delta V_{iq} / s = G_{pll}(s) \Delta(V_t \sin(\theta - \theta_{pll})) / s = G_{pll}(s) (\Delta \theta - \Delta \theta_{pll}) / s \quad (A2)$$

以 $\Delta \theta$ 为输入， $\Delta \theta_{pll}$ 为输出，可得式(2)。

附录 B VSC 外环反馈量推导

图 A1 中两旋转坐标系下电流的转换关系为：

$$\begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & \sin \theta_{pll} \\ -\sin \theta_{pll} & \cos \theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} \quad (B1)$$

基于式(B1)进行线性化可得：

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d0} \\ \Delta i_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll0} & \sin \theta_{pll0} \\ -\sin \theta_{pll0} & \cos \theta_{pll0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d} \\ \Delta i_{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{q0} \\ -i_{d0} \end{bmatrix} \Delta \theta_{pll} \quad (B2)$$

考虑假设 2)，可得 PCC 电压线性化表示为：

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{d0} \\ \Delta V_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & X_g \\ -X_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d0} \\ \Delta i_{q0} \end{bmatrix} \quad (B3)$$

VSC 输出有功功率 ΔP 和无功功率 ΔQ 可表示为：

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} & i_{q0} \\ i_{q0} & -i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{d0} \\ \Delta V_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d0} & V_{q0} \\ -V_{q0} & V_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d0} \\ \Delta i_{q0} \end{bmatrix} \quad (B4)$$

并网点电压幅值增量 ΔV_t 及相角增量 $\Delta \theta$ 可表示为：

$$\begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{d0}/V_{t0} & V_{q0}/V_{t0} \\ V_{q0}/V_{t0}^2 & -V_{d0}/V_{t0}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{d0} \\ \Delta V_{q0} \end{bmatrix} \quad (B5)$$

将式(B2)、(B3)代入式(B4)、(B5)，可得式(3)。

附录 C $K_1(s)$ — $K_3(s)$ 具体表达式推导

将式(3)代入式(1)，将外环输出 Δi_{dq} 用外环参考量 u_{APref} 、 u_{RPref} 及 PLL 输出量 $\Delta \theta_{pll}$ 表示，如式(C1)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d} \\ \Delta i_{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+a_1 G_{AS}(s) & a_2 G_{AS}(s) \\ b_1 G_{RS}(s) & 1+b_2 G_{RS}(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} G_{AS}(s)(\Delta u_{ASref} - a_3 \Delta \theta_{pll}) \\ G_{RS}(s)(\Delta u_{RSref} - b_3 \Delta \theta_{pll}) \end{bmatrix} \quad (C1)$$

再将式(C1)代入式(3)中 $\Delta \theta$ 的表达式，可得：

$$\Delta \theta = K_1(s) \Delta u_{ASref} + K_2(s) \Delta u_{RSref} + K_3(s) \Delta \theta_{pll} \quad (C2)$$

式(C2)中传递函数均可表示成 $K_i(s) = N_i(s)/D(s) (i=1,2,3)$

形式，具体表达式如式(C3)所示。

$$N_1(s) = c_1 G_{AS}(s) + c_1 b_2 G_{AS}(s) G_{RS}(s), \quad N_2(s) = -c_1 a_2 G_{AS}(s) G_{RS}(s)$$

$$N_3(s) = c_2 + \mu_1 G_{AS}(s) + \mu_2 G_{RS}(s) + \mu_3 G_{AS}(s) G_{RS}(s)$$

$$D(s) = 1 + a_1 G_{AS}(s) + b_2 G_{RS}(s) + (a_1 b_2 - a_2 b_1) G_{AS}(s) G_{RS}(s)$$

$$\mu_1 = a_1 c_2 - c_1 a_3, \quad \mu_2 = b_2 c_2, \quad \mu_3 = c_1 (a_2 b_3 - a_3 b_2) + c_2 (a_1 b_2 - a_2 b_1) \quad (C3)$$

以有功侧扰动为例证明外环参考不影响系统稳定性。

基于式(C3)及图 3 可得从 Δu_{ASref} 到 $\Delta \theta_{pll}$ 的传递函数 $M(s)$ 为：

$$M(s) = \frac{\Delta \theta_{pll}}{\Delta u_{ASref}} = \frac{K_1(s) G_\theta(s)}{1 - G_\theta(s) K_3(s)} = \frac{G_\theta(s) N_1(s)}{D(s) - G_\theta(s) N_3(s)} \quad (C4)$$

可见 $M(s)$ 的分母仅包含 $D(s)$ 、 $N_3(s)$ 及 $G_\theta(s)$ ，即 WG-VSC 所有 LFD 模态可由 $K_3(s)$ 和 $G_\theta(s)$ 完全表征，故只需分析从 $\Delta \theta_1$ 到 $\Delta \theta_{pll}$ 的传递函数即可分析 WG-VSC 的 LFD 稳定性。

附录 D 等效 PLL 模型分析流程

等效 PLL 模型的分析流程如图 D1 所示。

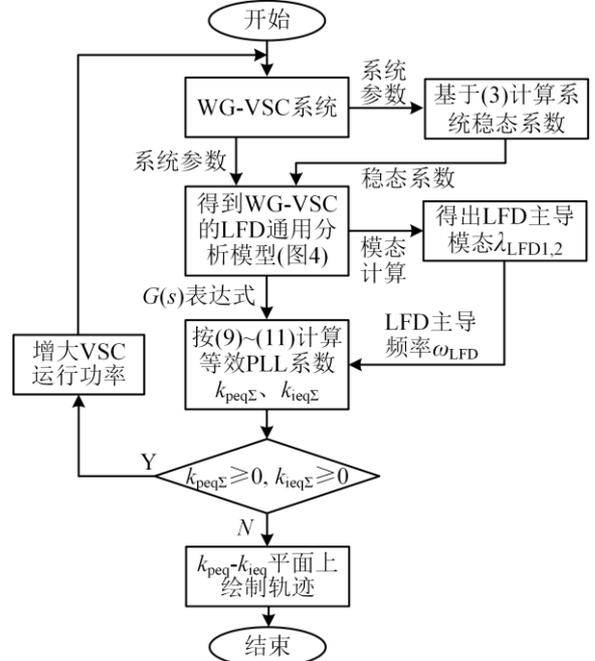


图 D1 基于等效 PLL 模型的 LFD 分析流程

Fig.D1 LFD analysis process based on PLL-equivalent model

附录 E WG-VSC 系统详细开关模型参数

WG-VSC 系统仿真参数如表 E1 所示。

表 E1 系统参数
Table E1 System parameter

参数类型	参数名称	数值
基准值	有功功率基准值 P_B	1000 MW
	交流电压基准值 V_{acB}	375 kV
	频率基准值 f_B	50 Hz
	直流电压基准值 U_{dcB}	700 kV
两电平 VSC 硬件参数	开关频率 f_c	10 kHz
	LC 滤波器电感及电容 L_f/C_f	52.5 mH/1 μ F
MMC 硬件参数	交流系统线路电感 L_g	448 mH
	直流系统电容	143 μ F
控制参数	桥臂电感 L_a	105 mH
	子模块电容值 C_m	8 mF
	桥臂子模块数	335
	直流电压外环 PI 系数 k_{pU} 、 k_{iU}	2、10
控制参数	交流电压外环 PI 系数 k_{pV} 、 k_{iV}	2、10
	PLL 环节 PI 系数 k_{ppll} 、 k_{ipll}	4、20
	电流内环 PI 系数 k_{pi} 、 k_{ii}	10、400
	二倍频环流抑制 PI 系数 k_{pc} 、 k_{ic}	0.25、10

基于表 E1 所示的 WG-VSC 系统参数，图 E1 给出了 U_{dc} - Q 、 P - Q 、 P - V_{ac} 控制模式下，以及基于详细开关模型的

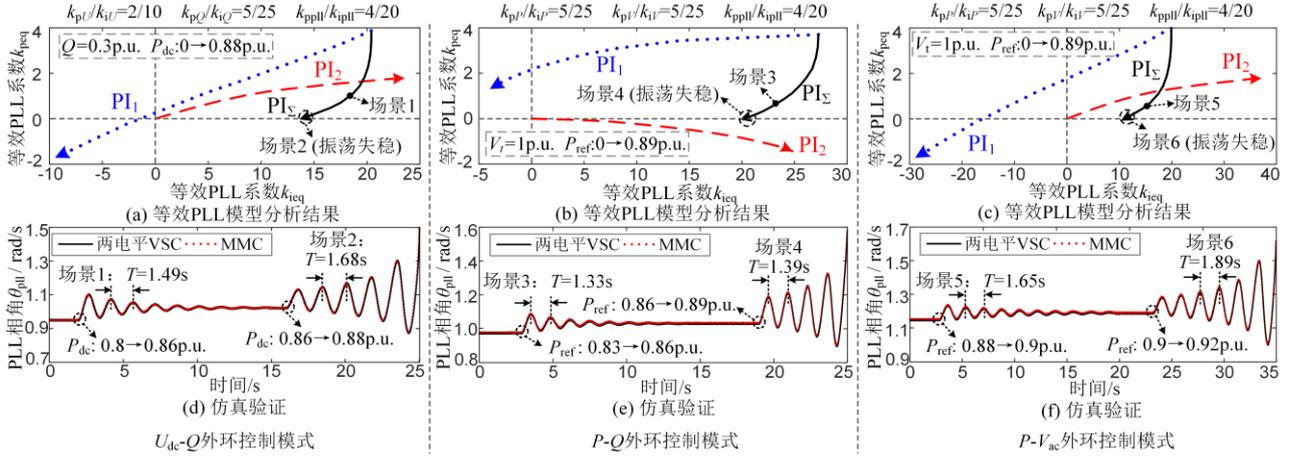


图 E1 不同外环控制模式下等效 PLL 模型准确性验证

Fig.E1 Verification of PLL-equivalent model under different outer loop control modes

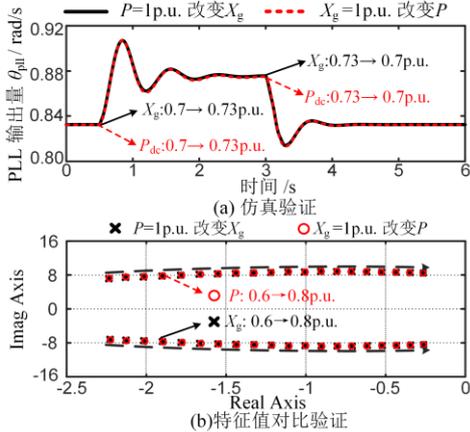


图 E2 P 与 X_g 对 LFD 影响一致性验证

Fig.E2 Verification of consistency impact of P & X_g on LFD

基于表 E1 所示的 WG-VSC 系统参数，图 E2 给出了 3.1 节中 VSC 输出功率与电网强度对 LFD 影响一致性结论的验证分析结果。图 E2(a)给出了基于 WG-VSC 开关模型的仿真验证结果，其仿真工况为 VSC 输出功率 $P=1$ p.u.，交流系统电抗 X_g 初始为 0.7 p.u.，在 $t=0.5$ s 和 $t=3$ s

仿真验证结果。3 组工况下系统参数与表 E1 所示的基本参数的不同之处列写于各图例中。图 E1(a)–(c)分别为 U_{dc} - Q 、 P - Q 及 P - V_{ac} 控制模式下，增大 VSC 输出功率直至系统失稳时，基于等效 PLL 模型分析所得出的等效 PI 系数变化情况，图 E1(d)–(f)给出了与图 E1(a)–(c)中场景 1–6 对应的两电平 VSC 详细开关模型及 MMC 戴维南等效模型的仿真验证。

由图 E1 可见，各场景的仿真验证结果的 LFD 的振荡周期均与等效 PLL 模型分析得出的等效 PI 系数 k_{peq} 、 k_{ieq} ，并按式(16)计算出的理论分析结果一致，且仿真算例中 WG-VSC 系统的小扰动失稳功率上限亦与等效 PLL 模型的理论分析结果吻合。由此验证了等效 PLL 模型对于 WG-VSC 系统 LFD 特性分析的准确性和通用性。此外，通过对比 WG-MMC 及 WG-VSC 的仿真验证结果可见，两者在 LFD 上几乎一致，因此等效 PLL 模型亦适用于 WG-MMC 的 LFD 分析。

时阶跃分别 0.03 p.u.及 -0.03 p.u.，与之对比的仿真工况为 $X_g=1$ p.u.，而 P 初始取 0.7 p.u.，在 $t=0.5$ s 和 $t=3$ s 时阶跃分别 0.03 p.u.及 -0.03 p.u.，2 组仿真工况的 LFD 具有一致性。图 E2(b)给出了 WG-VSC 系统 LFD 主导模式的变化轨迹。可见当 P 与 X_g 乘积一定时，同幅度改变 P 或 X_g 的值，LFD 的主导模式具有几乎一致的变化轨迹。由此可见，上述分析结果验证了 3.1 节得出的结论。

附录 F U_{dc} 外环， V_{ac} 外环及 PLL 带宽计算方法

忽略电流内环情况下，可求得以下传递函数。

由 PLL 输出量 $\Delta\theta$ 到 PLL 输入量 $\Delta\theta_{pll}$ 的闭环传递函数 $G_\theta(s)$ 为：

$$G_\theta(s) = \frac{\Delta\theta_{pll}}{\Delta\theta} = \frac{k_{ppll}s + k_{ipll}}{s^2 + k_{ppll}s + k_{ipll}} \quad (F1)$$

由 U_{dc} 外环参考值 ΔU_{dcref} 到其控制变量 ΔU_{dc} 的闭环传递函数 $G_{U_{dc}}(s)$ 为：

$$G_{U_{dc}}(s) = \frac{\Delta U_{dc}}{\Delta U_{dcref}} = \frac{kk_{pU}s + kk_{iU}}{s^2 + kk_{pU}s + kk_{iU}} \quad (F2)$$

式中： $k=1.5V_{t0}/(CU_{dc0})$ 。

由 V_{ac} 外环参考值 ΔV_{acref} 到其控制变量 ΔV_{ac} 的闭环传

递函数 $G_{V_cl}(s)$ 为:

$$G_{V_cl}(s) = \frac{\Delta V_t}{\Delta V_{ref}} = \frac{X_g k_{pV} s + k_{iV} X_g}{(1 + X_g k_{pV})s + k_{iV} X_g} \quad (F3)$$

基于 WG-VSC 系统的稳态系数, 求得式(F1)—(F3)表达式的数值表示形式, 即可按式(F4)形式求出其带宽频率。

$$20\lg(|G_x(j\omega)|) = -3\text{dB} \quad (F4)$$

式中: $G_x(s)$ 可表示 PLL 闭环传递函数 $G_\theta(s)$, U_{dc} 外环闭环传递函数 $G_{U_cl}(s)$, 亦或是 V_{ac} 外环闭环传递函数 $G_{V_cl}(s)$, $G_x(j\omega)$ 为 $G_x(s)$ 代入 $s=j\omega$ 后的复数表示形式。