

# 柔性直流输电接入弱交流电网时锁相环和 电流内环交互作用机理解析研究

吴广禄<sup>1</sup>, 周孝信<sup>1</sup>, 王姗姗<sup>1</sup>, 梁军<sup>2</sup>, 赵兵<sup>1</sup>, 王铁柱<sup>1</sup>, 李英彪<sup>1</sup>, 杨艳晨<sup>1</sup>

(1. 电网安全与节能国家重点实验室(中国电力科学研究院有限公司), 北京市 海淀区 100192;

2. 卡迪夫大学, 英国 卡迪夫 CF24 3AA)

## Analytical Research on the Mechanism of the Interaction Between PLL and Inner Current Loop When VSC-HVDC Connected to Weak Grid

WU Guanglu<sup>1</sup>, ZHOU Xiaoxin<sup>1</sup>, WANG Shanshan<sup>1</sup>, LIANG Jun<sup>2</sup>, ZHAO Bing<sup>1</sup>, WANG Tiezhu<sup>1</sup>,  
LI Yingbiao<sup>1</sup>, YANG Yanchen<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Power Grid Safety and Energy Conservation (China Electric Power Research Institute),

Haidian District, Beijing 100192, China; 2. Cardiff University, Cardiff CF24 3AA, UK)

**ABSTRACT:** The analytic transfer function of inner current loop control considering the influence of AC system strength and phased lock loop (PLL) was derived. Then the interaction between PLL and inner current loop was analyzed based on the open loop transfer function  $G_0$ , and the influence of AC system strength and active power on the interaction was also discussed. Mechanism explanation of the interaction between PLL and inner current loop and influence of AC system strength and active power on the interaction were presented. The mathematical and physical mechanism of the phenomenon that the inner current control is more likely to lose stability when the PLL and inner current control have adjacent bandwidth in weak grid condition are also explained. The theoretical analysis is validated by simulation results.

**KEY WORDS:** analytic transfer function; phased lock loop; inner current loop; mechanism of interaction; weak grid

**摘要:** 该文推导了柔性直流输电接入弱交流电网时考虑交流电网强度和锁相环(phased lock loop, PLL)影响的电流内环控制传递函数解析表达式,并基于传递函数解析表达式中开环传递函数  $G_0$  的伯德图和奈奎斯特图分析了PLL与电流内环控制的交互作用,以及交流电网强度和有功功率大小对

二者交互作用的影响,并给出了机理解释。阐明了弱电网下PLL和电流内环控制带宽接近时易发生失稳现象的数学和物理机理。仿真结果验证了分析的正确性。

**关键词:** 解析传递函数; 锁相环; 电流内环; 交互作用机理; 弱电网

## 0 引言

我国规模化开发的新能源主要分布在“三北”地区,远离东部负荷中心,如何实现大规模新能源经济高效地并网消纳是亟待解决的问题<sup>[1-3]</sup>。

与常规直流输电(line commuted converter based high voltage direct current transmission, LCC-HVDC)相比,柔性直流输电(voltage source converter based high voltage direct current transmission, VSC-HVDC)具有控制灵活、无换相失败问题、可以向无源网络或弱交流电网供电等优点,在大规模新能源并网领域有广阔应用前景<sup>[4-6]</sup>。在此背景下,构建西部送端直流输电网用于解决西部规模化新能源消纳难题的设想也被提出<sup>[1]</sup>。

VSC-HVDC可以向弱交流电网供电,但是在连接弱交流电网时也存在稳定性问题<sup>[7]</sup>,因此有必要对VSC-HVDC接入弱交流电网问题进行深入研究。

目前的文献主要集中在VSC-HVDC接入弱交流电网时的控制方法,有关VSC-HVDC接入弱交流电网稳定机理的研究较少。文献[7-8]最早指出

**基金项目:** 国家重点研发计划资助项目(2016YFB0900602); 国家电网公司资助科技项目“大规模新能源柔直电网无源送出系统协调控制理论与控制方法研究”。

Project Supported by the National Key R&D Program of China (2016YFB0900602); The Science and Technology Projects Supported by SGCC (Coordination Control Theories and Control Methods for Integration of Large Scale Stand-alone Renewable Generation via VSC DC grid).

VSC-HVDC 接入弱交流电网时存在小扰动稳定问题，并建立了 VSC-HVDC 接入弱交流电网的小信号模型，设计了鲁棒控制器用来解决弱交流电网情况下 VSC-HVDC 的控制问题。随后，文献[9]讨论了短路比和锁相环(Phased Lock Loop, PLL)参数对 VSC-HVDC 接入交流电网时的小信号稳定性的影响。由于 VSC-HVDC 在大规模新能源并网消纳方面具有优势，上述研究让 VSC-HVDC 连接弱交流电网的问题重新得到关注。文献[10-11]研究了 VSC-HVDC 连接弱交流电网的稳定运行区域及稳定性影响因素的灵敏度分析，但是该研究基于稳态分析，没有考虑控制系统动态的影响。在弱交流电网条件下 VSC-HVDC 的控制方法方面，文献[12-13]提出了功率同步控制方法，文献[14]提出了基于  $H_{\infty}$  的鲁棒控制方法，文献[15-20]提出了虚拟电阻控制、基于频率的功率同步控制、功率补偿控制方法等，以上方法还需在工程实践中加以检验。

明确 VSC-HVDC 连接弱交流电网时稳定问题的机理是提出有效控制方法的基础。文献[21-22]从系统阻尼和广义阻抗的角度解释了柔直在弱交流电网条件下的失稳机理，有助于理解柔直控制系统相互作用引起失稳的本质；文献[23-24]研究发现 PLL 和电流内环、PLL 和外环的交互作用对 VSC 并网系统稳定性有显著影响，且 PLL 和内环、外环带宽接近时交互作用更严重；文献[25]基于复转矩模型指出“弱阻尼”是 PLL 和电流内环交互作用的原因；文献[26]认为 PLL 对电流内环的“负电阻效应”不利于 VSC 并网系统的稳定。

综上，现有文献主要关注于 VSC-HVDC 连接弱交流电网的控制方法，在稳定性机理方面，基于复转矩模型、阻抗模型、状态空间模型的分析方法对深刻认识该问题都有较大贡献，但是本文试图用更直观的求解解析传递函数方法阐明 VSC-HVDC 连接弱电网时 PLL 和内环交互作用的机理。

本文首先推导了 VSC-HVDC 接入弱交流电网时考虑交流电网强度和 PLL 影响的电流内环控制传递函数解析表达式，然后基于传递函数解析表达式中开环传递函数  $G_0$  的伯德图和奈奎斯特图分析了 PLL 与电流内环控制的交互作用及交流电网强度和有功功率大小对二者交互作用的影响，最后给出了 PLL 和电流内环控制交互作用以及交流电网强度、有功功率大小对二者交互作用影响的机理解释。

1 VSC-HVDC 并网系统数学模型及其线性化

图 1 所示为 VSC-HVDC 并网系统主电路及控制系统结构，图中各变量的含义解释如表 1 所示。为简化研究，本文所做假设如下：

1) 不考虑交流电网的动态，交流电网等效为无穷大电源串联阻抗的形式，只考虑电气联系的

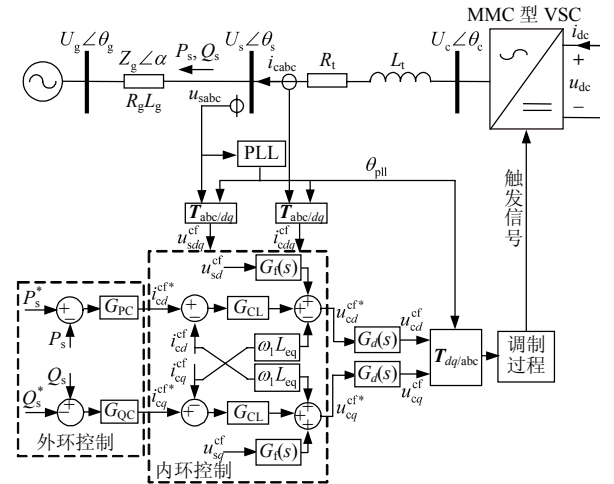


图 1 VSC-HVDC 并网系统主电路及控制系统结构  
Fig. 1 Main circuit and control system structure of the VSC-HVDC system

表 1 VSC 并网系统变量  
Tab. 1 Variables of VSC system

| 变量                              | 含义                                     |
|---------------------------------|--|
| $U_g \angle \theta_g$           | 交流等值电源母线电压幅值和相位                        |
| $U_s \angle \theta_s$           | PCC 母线电压幅值和相位                          |
| $U_c \angle \theta_c$           | 换流器阀侧电压幅值和相位                           |
| 下标 $d$ 、 $q$                    | 相应变量在 $dq$ 旋转坐标系中对应的 $d$ 、 $q$ 轴分量     |
| 下标 0                            | 稳态工作点数值                                |
| 上标 cf                           | 表示控制系统坐标系(control frame, CF)中的变量       |
| 上标 “*”                          | 表示该变量为参考值                              |
| $\theta_{PLL}$                  | 锁相环输出相位                                |
| $\theta_{pll}$                  | 锁相环输出相位 $\theta_{PLL}$ 与 $\omega t$ 之差 |
| $R_{eq}$ 、 $L_{eq}$             | PCC 母线与换流器阀侧之间的等效电阻、等效电感               |
| $R_g$ 、 $L_g$ 、 $R_t$ 、 $L_t$   | 交流电网和变压器等效电阻、等效电感                      |
| $P_s$ 、 $Q_s$                   | 从 PCC 母线流入等效交流电源的有功、无功功率               |
| $i_{cabc}$ 、 $u_{sabc}$         | 流入 PCC 母线的电流瞬时值、PCC 母线电压瞬时值            |
| $u_{sd}^{cf}$ 、 $i_{cd}^{cf}$   | $dq$ 旋转坐标系中的 PCC 母线电压、流入 PCC 母线的电流     |
| $P_s^*$ 、 $Q_s^*$               | 有功、无功参考值                               |
| $i_{cd}^{cf*}$ 、 $i_{cq}^{cf*}$ | 换流器输出电流 $dq$ 轴分量的参考值                   |
| $u_{cd}^{cf*}$ 、 $u_{cq}^{cf*}$ | 换流器输出电压 $dq$ 轴分量的参考值                   |
| $u_{dc}$ 、 $i_{dc}$             | 直流侧电压、电流                               |

强弱;

2) VSC-HVDC 换流站为 MMC 拓扑, 实际工程中的电平数在 250 左右, 其交流侧谐波含量极少, 可忽略交流 PCC 处的滤波器;

3) 不考虑 MMC 内部稳定性, 认为 MMC 参数选择合理, 内部动态过程稳定, 且忽略损耗。

### 1.1 VSC-HVDC 并网系统数学模型

研究对象的数学模型一般由微分代数方程组构成, 如式(1)所示。

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = g(x, u) \end{cases} \quad (1)$$

VSC-HVDC 并网系统数学模型包括主电路数学模型和控制系统数学模型。

#### 1) 主电路数学模型。

主电路部分数学模型的微分方程组在  $dq$  坐标系和拉普拉斯域下表示为

$$\begin{cases} sL_{eq}i_{cd} = -R_{eq}i_{cd} + \omega_l L_{eq}i_{cq} + u_{cd} - u_{sd} \\ sL_{eq}i_{cq} = -\omega_l L_{eq}i_{cd} - R_{eq}i_{cq} + u_{cq} - u_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} sL_g i_{cd} = -R_g i_{cd} + \omega_l L_g i_{cq} + u_{sd} - u_{gd} \\ sL_g i_{cq} = -\omega_l L_g i_{cd} - R_g i_{cq} + u_{sq} - u_{gq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} sL_{ac} i_{cd} = -R_{ac} i_{cd} + \omega_l L_{ac} i_{cq} + u_{cd} - u_{gd} \\ sL_{ac} i_{cq} = -\omega_l L_{ac} i_{cd} - R_{ac} i_{cq} + u_{cq} - u_{gq} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $L_{eq} = L_t + L_{arm}/2$ ;  $R_{eq} = R_t + R_{arm}/2$ ;  $L_{ac} = L_{eq} + L_g$ ;  $R_{ac} = R_{eq} + R_g$ ;  $L_{arm}$ 、 $R_{arm}$  为 MMC 桥臂电感和桥臂等效电阻;  $s$  表示微分算子。

主电路部分数学模型的代数方程为

$$\begin{cases} P_s = 1.5(u_{sd}i_{cd} + u_{sq}i_{cq}) \\ Q_s = 1.5(u_{sq}i_{cd} - u_{sd}i_{cq}) \\ U_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \end{cases} \quad (5)$$

控制系统数学模型则不像主电路模型一样简洁, 主要由控制系统的各个环节组成, 包括 PLL、电流内环控制、外环控制、调制过程。

#### 2) PLL 数学模型。

在介绍控制系统 PLL 模型之前有必要明确指出控制系统坐标系与主电路坐标系的区别。

采用 PCC 点电压  $U_s \angle \theta_s$  定向的控制系统坐标系及主电路坐标系如图 2 所示, 其中由  $d$  轴、 $q$  轴确定的坐标系为主电路坐标系, 由  $d^{cf}$ 、 $q^{cf}$  确定的坐标系为控制系统坐标系,  $f_d$ 、 $f_q$  为相量  $F$  在主电路坐标系中的分量,  $f_d^{cf}$ 、 $f_q^{cf}$  为相量  $F$  在控制系统坐

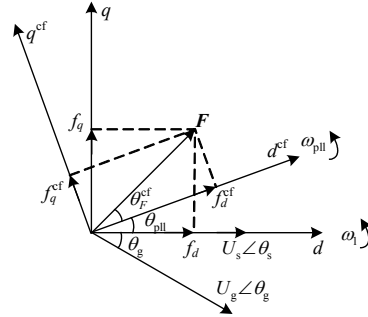


图2 主电路与控制系统坐标系

Fig. 2 Reference frame of main circuit and control system

标系中的分量。控制系统坐标系位置由 PLL 输出相位决定, 由于本文采用  $U_s \angle \theta_s$  定向, 稳态时控制系统坐标系  $d$  轴与  $U_s \angle \theta_s$  重合,  $\theta_{pll} = \theta_s = 0$ , 扰动后的暂态过程  $\theta_{pll} \neq \theta_s$ 。电压、电流等相量在两个坐标系下的投影分量间的关系为:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & -\sin \theta_{pll} \\ \sin \theta_{pll} & \cos \theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^{cf} \\ f_q^{cf} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} f_d^{cf} \\ f_q^{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & \sin \theta_{pll} \\ -\sin \theta_{pll} & \cos \theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中  $f$  为变量  $u_s$ 、 $u_c$ 、 $u_g$ 、 $i_c$  等。

PLL 原理如图 3 所示, 其数学模型可表示为

$$\theta_{PLL} = (G_{pll} u_{sq}^{cf} + \omega_l) \frac{1}{s} = \theta_{pll} + \omega_l t \quad (8)$$

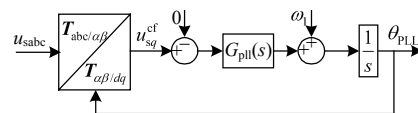


图3 PLL 原理图

Fig. 3 Block diagram of PLL

其中:

$$G_{pll} = k_{p\_pll} \left( 1 + \frac{1}{sT_{i\_pll}} \right) \quad (9)$$

式中  $k_{p\_pll}$ 、 $T_{i\_pll}$  分别为 PLL 比例积分控制器比例系数、积分时间常数。

#### 3) 电流内环控制数学模型。

电流内环控制框图如图 1 所示, 其数学模型可表示为

$$\begin{cases} u_{cd}^{cf*} = G_f u_{sd}^{cf} + G_{CL} (i_{cd}^{cf*} - i_{cd}^{cf}) - \omega_l L_{eq} i_{cq}^{cf} \\ u_{cq}^{cf*} = G_f u_{sq}^{cf} + G_{CL} (i_{cq}^{cf*} - i_{cq}^{cf}) + \omega_l L_{eq} i_{cd}^{cf} \end{cases} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} G_f = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} = \frac{1}{1 + sT_f} \\ G_{CL} = k_{p\_cl} \left(1 + \frac{1}{sT_{i\_cl}}\right) \end{cases} \quad (11)$$

式中： $\omega_f$ 、 $T_f$ 分别为电压滤波器带宽和时间常数， $T_f$ 一般为几十微秒； $k_{p\_cl}$ 、 $T_{i\_cl}$ 分别为内环PI控制器比例系数、积分时间常数。

#### 4) 外环控制数学模型。

外环控制框图见图1，其数学模型可表示为

$$\begin{cases} i_{cd}^{cf*} = G_{PC}(P_s^* - P_s^{cf}) \\ i_{cq}^{cf*} = -G_{QC}(Q_s^* - Q_s^{cf}) \end{cases} \quad (12)$$

其中：

$$\begin{cases} G_{PC} = k_{p\_PC} \left(1 + \frac{1}{sT_{i\_PC}}\right) \\ G_{QC} = k_{p\_QC} \left(1 + \frac{1}{sT_{i\_QC}}\right) \end{cases} \quad (13)$$

式中： $k_{p\_PC}$ 、 $T_{i\_PC}$ 分别为外环有功PI控制器比例系数、积分时间常数； $k_{p\_QC}$ 、 $T_{i\_QC}$ 分别为外环无功

PI控制器比例系数、积分时间常数。

#### 5) 调制过程数学模型。

调制过程框图见图1，其数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{U_{dc0}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & -\sin \theta_{pll} \\ \sin \theta_{pll} & \cos \theta_{pll} \end{bmatrix} G_d \begin{bmatrix} u_{cd}^{cf*} \\ u_{cq}^{cf*} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中  $G_d = e^{-sT_d}$ ，其中  $T_d$  为柔直控制系统等效延时，一般为 400~500μs。式(2)~(14)共同构成了 VSC-HVDC 并网系统的数学模型。

### 1.2 VSC-HVDC 并网系统数学模型线性化及 VSC 并网电流详细表达式

VSC-HVDC 并网系统数学模型是典型的非线性模型，为研究并网系统稳定性需要将其线性化，将式(2)~(14)中各变量  $f$  以小扰动  $f = f_0 + \Delta f$  形式代入消去稳态量后可得到其线性化模型。

为得到 VSC 并网电流详细表达式，联立式(2)~(14)的线性化模型，经整理可求得考虑 PLL、延时、电压滤波器、直流电压扰动影响的电流内环控制线性化闭环表达式如下：

$$\begin{cases} \Delta i_{cd} = \frac{(G_d G_f - 1) \Delta u_{sd} + (1 - G_d) \omega_l L_{eq} \Delta i_{cq} + G_d G_{CL} \Delta i_{cd}^{cf*} + [G_d (G_f U_{sq0} - G_{CL} i_{cq0} + \omega_l L_{eq} I_{cd0}) - U_{cq0}] \Delta \theta_{pll} + \frac{U_{cd0}}{(sL_{eq} + R_{eq} + G_d G_{CL}) U_{dc0}} \Delta u_{dc}}{sL_{eq} + R_{eq} + G_d G_{CL}} \\ \Delta i_{cq} = \frac{(G_d G_f - 1) \Delta u_{sq} + (G_d - 1) \omega_l L_{eq} \Delta i_{cd} + G_d G_{CL} \Delta i_{cq}^{cf*} + [G_d (-G_f U_{sd0} + G_{CL} i_{cd0} + \omega_l L_{eq} I_{cq0}) + U_{cd0}] \Delta \theta_{pll} + \frac{U_{cq0}}{(sL_{eq} + R_{eq} + G_d G_{CL}) U_{dc0}} \Delta u_{dc}}{sL_{eq} + R_{eq} + G_d G_{CL}} \end{cases} \quad (15)$$

为简化分析，忽略次要因素，做假设如下：

1) 由于整个换流器系统延时很小一般为 400~500μs，假设  $T_d = 0$ ，则  $G_d = 1$ ；

2) 电压采样滤波器延时很小一般取几十微秒，假设  $T_f = 0$ ，则  $G_f = 1$ ；

3) 直流电压维持恒定值， $\Delta u_{dc} = 0$ 。

考虑到以上假设条件，整理可得电流内环控制的简化传递函数为

$$\begin{cases} \Delta i_{cd} = \frac{G_{CL}(s)}{Z_{ic}(s)} \Delta i_{cd}^{cf*} - \frac{(G_{CL}(s) + R_{eq}) I_{cq0}}{Z_{ic}(s)} \Delta \theta_{pll} \\ \Delta i_{cq} = \frac{G_{CL}(s)}{Z_{ic}(s)} \Delta i_{cq}^{cf*} + \frac{(G_{CL}(s) + R_{eq}) I_{cd0}}{Z_{ic}(s)} \Delta \theta_{pll} \end{cases} \quad (16)$$

式中  $Z_{ic} = sL_{eq} + R_{eq} + G_{CL}$ ，由式(16)可以看出 VSC 并网系统的  $d$ 、 $q$  轴电流扰动主要受 PLL 输出扰动和电流参考值扰动影响，下面详细分析 PLL 与电流

内环控制的交互作用。

### 2 PLL 与 VSC 并网系统电流内环控制的交互作用

为揭示 PLL 与电流内环控制交互作用的机理，需要将式(16)中 PLL 输出相位扰动表达式具体化，真正构建从电流参考值到主电路电流实际值的闭环。

#### 2.1 考虑 PLL 和电网强度影响的 VSC 并网系统电流内环控制解析表达式

为得到考虑 PLL 和电网强度影响的 VSC 并网系统电流内环控制解析表达式，将式(3)、(7)、(8)的线性化模型代入式(16)整理可得：

$$\begin{cases} \Delta i_{cd} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \frac{1 - G_{qq}}{1 + G_{dd} - G_{qq}} \Delta i_{cd}^{cf*} - \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \frac{G_{dq}}{1 + G_{dd} - G_{qq}} \Delta i_{cq}^{cf*} \\ \Delta i_{cq} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \frac{G_{qd}}{1 + G_{dd} - G_{qq}} \Delta i_{cd}^{cf*} + \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \frac{1 + G_{dd}}{1 + G_{dd} - G_{qq}} \Delta i_{cq}^{cf*} \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$\begin{cases} G_{dd} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} \omega_1 L_g I_{cq0} \\ G_{dq} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} (sL_g + R_g) I_{cq0} \\ G_{qd} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} \omega_1 L_g I_{cd0} \\ G_{qq} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} (sL_g + R_g) I_{cd0} \\ \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{CL}} + 1} \\ G_{PLL} = \frac{(s2\xi + 1) \frac{1}{U_{sd0}}}{\frac{s^2}{\omega_{pll}^2} + \frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1} \end{cases} \quad (18)$$

如式(18)所示,  $G_{dd}$ 、 $G_{dq}$ 、 $G_{qd}$ 、 $G_{qq}$ 中均含有体现交流电网强度的等效电感  $L_g$ ,  $L_g$  大小影响上述变量大小, 进而影响 PLL 与电流内环控制交互作用。

当交流电网强度较小时,  $L_g \neq 0$ , PLL 与电流内环之间的交互作用加强, 且表征有功、无功大小的  $I_{cd0}$ 、 $I_{cq0}$  越大, 影响越明显。当交流电网强度很大可等效为无穷大电网时,  $L_g = 0$ ,  $G_{dd} = G_{qq} = 0$ ,  $G_{dq} = G_{qd} = 0$ , 代入式(17)可得:

$$\begin{cases} \Delta i_{cd} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \Delta i_{cd}^{cf*} \\ \Delta i_{cq} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \Delta i_{cq}^{cf*} \end{cases} \quad (19)$$

## 2.2 考虑 PLL 和电网强度影响的 VSC 并网系统电流内环控制稳定判据

由式(17)、(18)中  $d$  轴电流表达式可得:

$$\Delta i_{cd} = \frac{G_{fp}}{1 + G_0} \Delta i_{cd}^{cf*} + \frac{G_{qdis}}{1 + G_0} \Delta i_{cq}^{cf*} \quad (20)$$

其中:

$$\begin{cases} G_0 = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} [\omega_1 L_g I_{cq0} - (sL_g + R_g) I_{cd0}] \\ G_{fp} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} [1 - \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} (sL_g + R_g) I_{cd0}] \\ G_{qdis} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} [\frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} (sL_g + R_g) I_{cq0}] \end{cases} \quad (21)$$

式(20)所示电流内环  $d$  轴电流控制的信号流程图表达形式如图 4 所示, 同理  $q$  轴电流内环控制也有

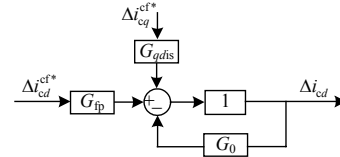


图 4  $d$  轴电流内环控制信号流程图

Fig. 4 Signal flow graph of inner loop  $d$ -axis current control

类似表达形式。

图 4 所示是经典控制理论较为常见的分析对象,  $\Delta i_{cd}^{cf*}$  为输入,  $\Delta i_{cd}$  为输出,  $\Delta i_{cq}^{cf*}$  为扰动。由式(20)及图 4 可知, 考虑 PLL 影响时  $d$  轴电流内环控制的特征方程为  $1 + G_0$ , 假设特征根为  $\lambda_i$ , 则其稳定判据为

$$\text{Re}(\lambda_i) < 0, \quad \forall i \quad (22)$$

考虑到特征方程  $1 + G_0$  的特征根求解困难, 所以可利用劳斯判据或奈奎斯特(Nyquist)判据根据开环传递函数  $G_0$  判断闭环系统稳定性。保证特征方程  $1 + G_0$  特征根都在左半平面的等价 Nyquist 判据为

$$Z = P - N = 0 \quad (23)$$

式中:  $Z$  为闭环传递函数在右半平面极点的个数;  $P$  为开环传递函数  $G_0$  在右半平面极点个数;  $N$  为  $G_0$  开环 Nyquist 逆时针包围  $(-1, j0)$  点圈数, 当  $G_0$  的极点均位于左半平面时,  $G_0$  是开环李雅普诺夫稳定系统,  $P=0$ , 此时也可应用伯德图上的稳定判据:

$$\begin{cases} \gamma = 180^\circ + \angle(G_0(j\omega_c)) > 0 \\ k_g = -\text{Lm} |G_0(j\omega_g)| > 0 \end{cases} \quad (24)$$

式中:  $\omega_c$  为幅值剪切频率(幅值交界频率);  $\omega_g$  为相位剪切频率(相位交界频率);  $\gamma$  为相位裕量;  $k_g$  为幅值裕量。

## 2.3 弱电网下 PLL 与 VSC 并网系统电流内环控制的交互作用

电流内环控制通常被设计成一阶滞后环节特性<sup>[14]</sup>, 参数计算公式为

$$\begin{cases} k_{p\_cl} = \omega_{CL} L_{eq} \\ T_{i\_cl} = \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \end{cases} \quad (25)$$

式中  $\omega_{CL}$  为电流内环的设计带宽, 实际一般取器件开关频率的 0.1 倍。

PLL 通常被设计成典型二阶响应特性<sup>[14]</sup>, 其参数计算公式为

$$\begin{cases} k_{p\_pll} = \frac{2\xi\omega_{pll}}{U_{sd0}} \\ T_{i\_pll} = \frac{2\xi}{\omega_{pll}} \end{cases} \quad (26)$$

式中  $\omega_{pll}$  为 PLL 的设计带宽, 阻尼比  $\xi$  一般取 0.707。将式(25)、(26)代入式(21)可得:

$$G_0 = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} [\omega L_g I_{cq0} - (sL_g + R_g) I_{cd0}] \quad (27)$$

其中:

$$\begin{cases} \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{CL}} + 1} \\ G_{PLL} = \frac{\omega_{CL}}{(\frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1) \frac{1}{U_{sd0}}} \end{cases} \quad (28)$$

单位功率因数下  $Q_s=0pu$  时, 式(27)可简化为

$$G_0 = \frac{-sL_g I_{cd0} (\frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1)}{U_{sd0} (\frac{s}{\omega_{CL}} + 1) (\frac{s^2}{\omega_{pll}^2} + \frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1)} \quad (29)$$

根据式(29)及稳态平衡点条件可得  $G_0$  中各因子排序如表 2 所示。 $G_0$  幅频特性曲线示意图如图 5 所示。

表 2  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$ ,  $G_0$  中各因子排序表( $I_{cq0}=0$ )

Tab. 2 Factor sorting table of  $G_0$  when  $Q_s=0pu$  ( $I_{cq0}=0$ )

| 顺序 | 因子  | 转角频率/<br>(rad/s)      | 幅频渐近线斜率/(dB/dec) |     |
|----|---|-----------------------|------------------|-----|
|    |   | 因子的                   | 累加后              |     |
| 1  | $-L_g I_{cd0}/U_{sd0}$  | —                     | 0                | 0   |
| 2  | $j\omega$   | —                     | +20              | +20 |
| 3  | $1+j\omega 2\xi/\omega_{pll}$                                     | $\omega_{pll}/(2\xi)$ | +20              | +40 |
| 4  | $[1+j\omega 2\xi/\omega_{pll} + (j\omega)^2/\omega_{pll}^2]^{-1}$ | $\omega_{pll}$        | -40              | 0   |
| 5  | $(1+j\omega/\omega_{CL})^{-1}$                                    | $\omega_{CL}$         | -20              | -20 |

$G_0$  的 Bode 图低频段位置由如下公式确定:

$$\text{Lm}G_0(\omega)|_{\omega \ll \omega_{pll}} = 20(\lg L_g + \lg I_{cd0} - \lg U_{sd0}) + 20 \lg \omega \quad (30)$$

由式(29)、表 2 及图 5 总结可得  $G_0$  的 Bode 图幅频特性曲线有如下特点:

1)  $G_0$  幅频特性低频段起始位置由式(30)确定, 电网强度越小( $L_g$  越大), 有功功率越大( $I_{cd0}$  越大), PCC 点电压幅值越低( $U_{sd0}$  越小),  $G_0$  幅频特性曲线在  $\omega=1\text{rad/s}$  处的幅值越大;

2)  $G_0$  幅频特性曲线在  $[\omega_{pll}/(2\xi), \omega_{pll}]$  范围内斜率为正, 在  $[\omega_{pll}, \omega_{CL}]$  范围内斜率为 0, 在  $[\omega_{CL}, +\infty]$

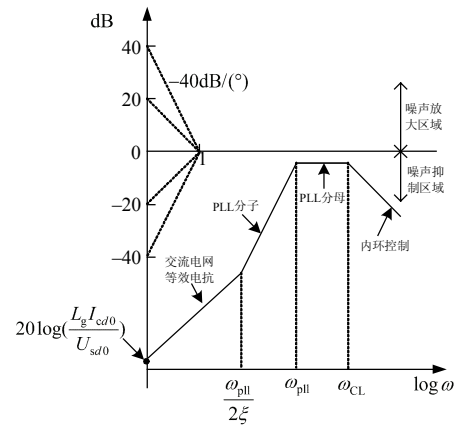


图 5  $G_0$  幅频特性曲线示意图( $I_{cq0}=0$ )

Fig. 5 Schematic diagram of the magnitude-frequency plot of  $G_0$  ( $I_{cq0}=0$ )

范围内斜率为负, 故  $G_0$  在 PLL 带宽频率  $\omega_{pll}$  处取得最大幅值, 且  $\omega_{pll}$  越大, 该最大幅值越大;

3) 由式(29)可知  $G_0$  是最小相位系统, 其相频特性曲线相位剪切频率  $\omega_g \approx \omega_{pll}$ ;

4) 在内环控制带宽频率  $\omega_{CL}$  处,  $G_0$  幅频特性曲线斜率变负。

电流内环控制在 Bode 图上的稳定判据为相位剪切频率  $\omega_{pll}$  处的幅值裕度大于零, 也即  $G_0$  的幅值应小于零。因此  $G_0$  的 Bode 图以 0dB 线为界, 上方为不稳定区域, 下方为稳定区域。

根据上述稳定判据, 结合内环控制开环传递函数  $G_0$  的幅频特性, 电网强度越小、有功功率越大、PLL 带宽  $\omega_{pll}$  越大, 开环传递函数  $G_0$  在相位剪切频率 ( $\omega_g \approx \omega_{pll}$ ) 处的幅值裕度越小, 越容易引起失稳。因内环控制带宽大于 PLL 带宽, 满足噪声抑制条件的内环控制带宽不影响  $G_0$  在频率  $\omega_{pll}$  处的幅值裕度, 因而不影响电流内环控制的稳定性。

假设电流内环控制带宽为 125Hz(785rad/s), 以实际工程经验  $\omega_{pll} < \omega_{CL}$  作为限制条件, 以  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$  为稳态平衡点, 分别绘制 PLL 带宽为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s) 时  $G_0$  的 Bode 图和 Nyquist 图, 并据图判断闭环稳定性, 最后进行仿真验证。计算中采用的一次系统参数如表 3 所示。

$\omega=1\text{rad/s}$  时,  $\text{Lm}G_0(\omega)=20\lg 0.0022=-53\text{dB}$ 。图 6 为 Matlab 绘制的不同 PLL 带宽下  $G_0$  的 Bode 图和 Nyquist 图, 图中  $\omega=1$  时  $\text{Lm}G_0(\omega)$  的取值为  $-43\text{dB}$ , 与估算值的误差 10dB 是由于估算忽略了等效电阻  $R_g$  等因素造成的, 幅频渐进线斜率与表 2 分析结果一致, 可证明理论分析的正确性。



表 3 一次系统及控制系统参数

Tab. 3 Parameters of main circuit and control system

| 参数                       | 数值     | 参数  | 数值                   |
|--------------------------|--------|---|----------------------|
| 短路比                      | 1.7    | $\omega_{pll}/\text{Hz}$                          | 16                   |
| 交流电网等效 $R_g/\Omega$      | 1.1    | $\xi$   | 0.707                |
| 交流电网等效 $L_g/\text{mH}$   | 344.1  | $k_{p\_pll}/(\text{rad}/(\text{V}\cdot\text{s}))$ | $3.32\times 10^{-4}$ |
| 换流器功率等级/MW               | 1500   | $T_{i\_pll}/\text{s}$                             | 0.0141               |
| 交流电网电压等级/kV              | 525    | $\omega_{CL}/\text{Hz}$                           | 125                  |
| 桥臂电感 $L_{arm}/\text{mH}$ | 50     | $k_{p\_CL}/(\text{V}/\text{A})$                   | 45.94                |
| 变压器等效电阻 $R_t/\Omega$     | 0.3063 | $T_{i\_CL}/\text{s}$                              | 0.0637               |
| 变压器等效电抗 $L_t/\text{mH}$  | 117    | —   | —                    |

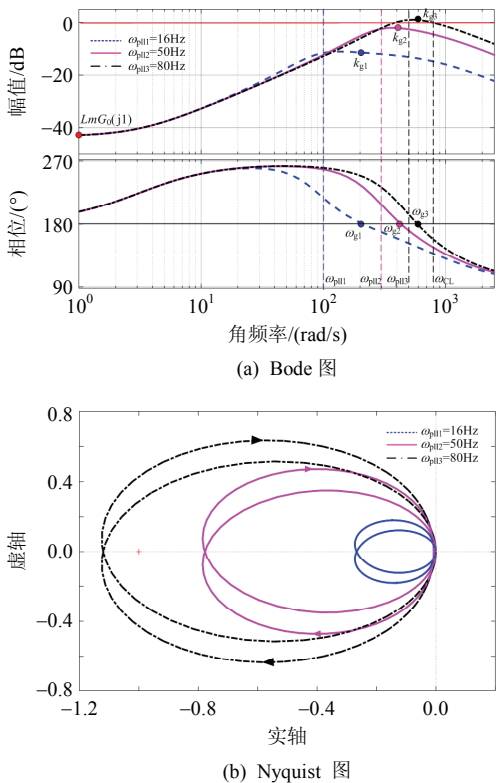


图 6 SCR=1.7 时不同 PLL 带宽下  $G_0$  的 Bode、Nyquist 图

Fig. 6 Bode and Nyquist diagrams of  $G_0$  with different PLL bandwidth and SCR=1.7

根据判据式(23)、(24)可以分析不同 PLL 带宽对电流内环控制稳定性的影响(电流内环控制的带宽为 125Hz)。如图 6(a)所示,当 PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)时,对应的相位剪切频率分别为  $\omega_{g1}$ 、 $\omega_{g2}$ 、 $\omega_{g3}$ , 对应幅频曲线上的幅值裕度  $k_{g1}>0$ 、 $k_{g2}>0$ 、 $k_{g3}<0$ , 结合式(24)可知对应的稳定状态分别是稳定、稳定、不稳定。如图 6(b)所示,当 PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz (314rad/s)、80Hz(503rad/s)时,  $P=0$ 、 $0$ 、 $0$ ,  $N=0$ 、 $0$ 、 $-2$ ,  $Z=0$ 、 $0$ 、 $2$ , 根据式(23)可知闭环系统在右半平面极点数为 0、0、2,

对应稳定状态分别是稳定、稳定、不稳定,与基于 Bode 图分析结果一致。

2.4 PLL 和电流内环控制交互作用机理数学解释

由表 2 和图 6(a)可知,在转角频率  $\omega_{pll}$  处  $G_0$  的幅频渐近线斜率由正变为 0,因此  $G_0$  的最大幅值出现在  $\omega_{pll}$  处。PLL 带宽  $\omega_{pll}$  越大,  $G_0$  幅频渐近线斜率为正的范围越大,导致相位剪切频率  $\omega_g$  处幅值裕度  $k_g>0$ (等价于  $|G_0(j\omega_g)|<1$ )的稳定判据越容易不成立。在  $\omega_{pll}<\omega_{CL}$  的限制条件下,PLL 带宽  $\omega_{pll}$  越大即意味着与电流内环控制带宽  $\omega_{CL}$  越接近,这就从机理上解释了为何 PLL 带宽与电流内环控制带宽越接近,越容易发生交互作用而导致不稳定。

2.5 仿真验证

为验证以上理论分析的正确性,在 MATLAB 中搭建如图 1 所示 VSC 仿真模型,一次系统参数如表 3 所示,电压、功率、电流基准值分别为 525kV、1500MVA、2.333kA。仿真中断开外环控制,直接对电流内环参考值施加扰动。

在 SCR=1.7,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$ ,  $\omega_{CL}=125\text{Hz}$  (下文相同),PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz (503rad/s)的条件下做如下扰动实验:  $t=0.7\text{s}$  时刻,  $d$  轴电流从 0.48pu( $P_s=0.4\text{pu}$ )阶跃至 0.72pu( $P_s=0.6\text{pu}$ ),  $t=0.8\text{s}$  时刻,  $d$  轴电流从 0.72pu( $P_s=0.6\text{pu}$ )阶跃至 0.96pu( $P_s=0.8\text{pu}$ )。

仿真结果如图 7 所示,PLL 带宽分别为 16Hz

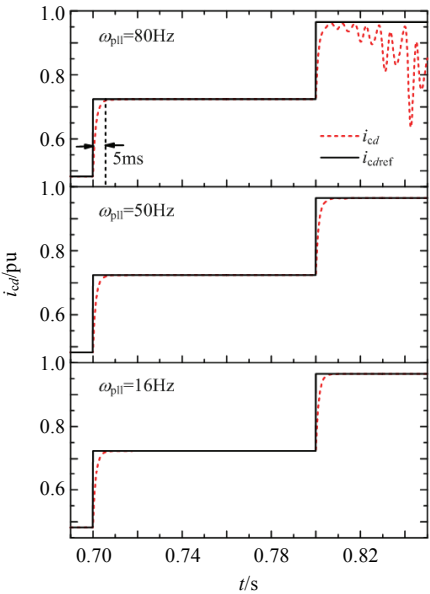


图 7 SCR=1.7、 $P_s=0.8\text{pu}$ 、 $Q_s=0\text{pu}$  时不同 PLL 带宽  $d$  轴电流响应

Fig. 7 d axis current responses with different bandwidth of PLL and SCR=1.7,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$

(100rad/s)、50Hz(314rad/s)时  $d$  轴电流响应稳定, 响应时间约为 5ms, PLL 带宽为 80Hz(503rad/s)时  $d$  轴电流响应不稳定, 与根据 Bode 图和 Nyquist 图得到的分析结果一致。

### 3 交流电网强度对 PLL 和电流内环控制交互作用的影响

#### 3.1 强系统下 PLL 与电流内环控制的交互作用

为研究交流电网强度对 PLL 和电流内环交互作用的影响, 增加了强系统(SCR=7)和极弱系统(SCR=1.59)下 PLL 与电流内环交互作用的分析, 结合第2节中 SCR=1.7 的案例, 通过比较即可验证交流电网强度对 PLL 与电流内环交互作用影响的规律。

图8所示为 SCR=7,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$ , 当 PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)、120Hz(754rad/s)时, 电流内环控制开环传递函数  $G_0$  的 Bode 图和 Nyquist 图。SCR=7,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$  时,  $L_g I_{cd0}/U_{sd0}=0.00037$ ,  $\text{Lm}G_0(j1)=20\lg(L_g I_{cd0}/U_{sd0})=-68\text{dB}$ , 图8中 Bode 图的初始位置在 -60dB, 初始位置误差 8dB 是理论

估算没有考虑等效电阻  $R_g$  造成的, 且幅频渐近线斜率与表2一致, 证明了 Bode 的正确性。

由图8(a)可知, 当 PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)、120Hz(754rad/s)时, 对应的相位剪切频率分别为  $\omega_{g1}$ 、 $\omega_{g2}$ 、 $\omega_{g3}$ 、 $\omega_{g4}$ , 对应幅频曲线上的幅值裕量  $k_{g1}>0$ 、 $k_{g2}>0$ 、 $k_{g3}>0$ 、 $k_{g4}>0$ , 结合式(24)所示判据, 不同带宽下的电流内环控制都是稳定的。根据图8(b)和式(23)可得相同判定结果。与图6(a)中 SCR=1.7 时的 Bode 相比, 图8(a)中的 Bode 位置整体向下移动约 17dB, 因此式(24)所示稳定判据更容易满足, 稳定性更好。

#### 3.2 极弱系统下 PLL 与电流内环控制的交互作用

图9所示为 SCR=1.59,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$ , 当 PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)时, 电流内环控制开环传递函数  $G_0$  的 Bode 图和 Nyquist 图。SCR=1.59,  $P_s=0.8\text{pu}$ ,  $Q_s=0\text{pu}$ ,  $L_g I_{cd0}/U_{sd0}=0.0029$ ,  $\text{Lm}G_0(j1)=20\lg(L_g I_{cd0}/U_{sd0})=-50\text{dB}$ , 图9中 Bode 图的初始位置在 -40dB, 初始位置误差 10dB 是理论估算忽略等效电阻  $R_g$  等因素造成的, 幅频渐近线斜率与表2一致, 证明了

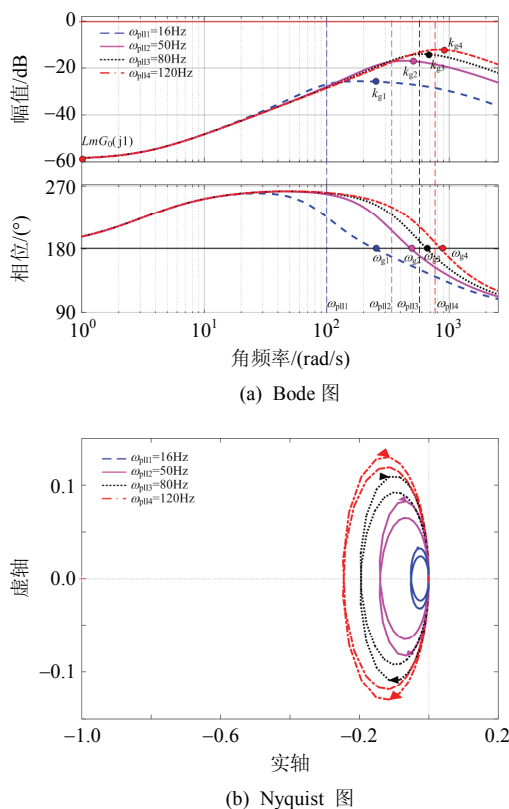


图8 SCR=7 时不同 PLL 带宽下  $G_0$  的 Bode、Nyquist 图  
Fig. 8 Bode and Nyquist diagrams of  $G_0$  with different PLL bandwidth and SCR=7

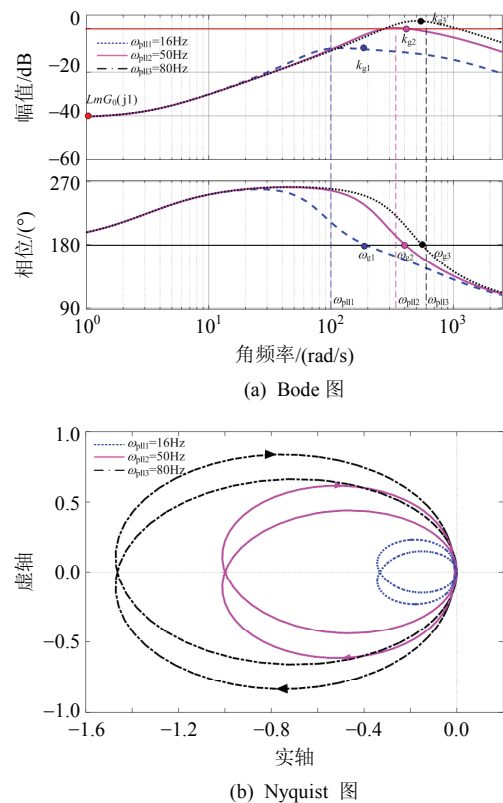


图9 SCR=1.59 不同 PLL 带宽下  $G_0$  的 Bode、Nyquist 图  
Fig. 9 Bode and Nyquist diagrams of  $G_0$  with different PLL bandwidth and SCR=1.59



Bode 的正确性。

由图 9(a)可知, 当 PLL 带宽分别为 16Hz (100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)时, 对应的相位剪切频率分别为  $\omega_{g1}$ 、 $\omega_{g2}$ 、 $\omega_{g3}$ , 对应幅频曲线上的幅值裕量  $k_{g1}>0$ 、 $k_{g2}=0$ 、 $k_{g3}<0$ , 结合式(24)所示判据其稳定状态分别是稳定、临界稳定、不稳定, 根据图 9(b)和式(23)可得相同判定结果。与图 6(a)中 SCR=1.7 时的 Bode 相比, 图 8(a)中的 Bode 位置整体向上移动约 3dB, 因此式(24)所示稳定判据更难满足, 稳定性更差。

### 3.3 交流电网强度对 PLL 与电流内环控制交互作用影响机理数学解释

对比图 6、8、9 可知, 在相同的有功功率、无功功率条件下, 交流电网强度通过影响  $G_0$  的幅频特性曲线的起始位置影响电流内环控制的稳定性, 交流电网强度越弱,  $LmG_0(j1)$  越大,  $G_0$  的幅频特性曲线越向上方移动, 导致相位剪切频率  $\omega_g$  处幅值裕度  $k_g>0$  的稳定判据越容易不成立, PLL 和电流内环交互作用导致失稳的可能性越大。

### 3.4 仿真验证

在 SCR=7,  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$ , PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)、120Hz(754rad/s)条件下做如下扰动实验:  $t=0.7s$  时刻,  $d$  轴电流从 0.4pu( $P_s=0.4pu$ )阶跃至 0.6pu( $P_s=0.6pu$ ),  $t=0.8s$  时刻,  $d$  轴电流从 0.6pu( $P_s=0.6pu$ )阶跃至 0.8pu( $P_s=0.8pu$ )。

仿真结果如图 10 所示, PLL 带宽分别为 16Hz

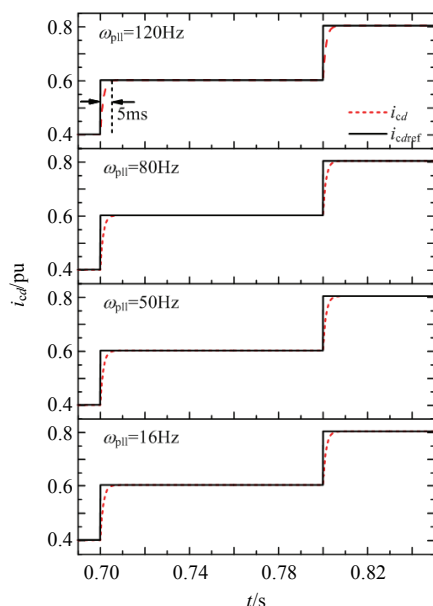


图 10 SCR=7、 $P_s=0.8pu$ 、 $Q_s=0pu$  时不同 PLL 带宽  $d$  轴电流响应

Fig. 10  $d$  axis current responses with different bandwidth of PLL and SCR=7,  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$

(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、120Hz(754rad/s)时  $d$  轴电流响应稳定, 响应时间约为 5ms, 与 3.1 节中根据 Bode 图和 Nyquist 图得到的分析结果一致。

在 SCR=1.59,  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$ , PLL 带宽分别为 16Hz(100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)条件下做如下扰动实验:  $t=0.7s$  时刻,  $d$  轴电流从 0.54pu( $P_s=0.4pu$ )阶跃至 0.81pu( $P_s=0.6pu$ );  $t=0.8s$  时刻,  $d$  轴电流从 0.81pu( $P_s=0.6pu$ )阶跃至 1.08pu( $P_s=0.8pu$ )。

仿真结果如图 11 所示, PLL 带宽分别为 16Hz (100rad/s)、50Hz(314rad/s)、80Hz(503rad/s)时  $d$  轴电流响应分别为稳定、等幅震荡、不稳定, 与 3.2 节中根据 Bode 图和 Nyquist 图得到的分析结果一致。

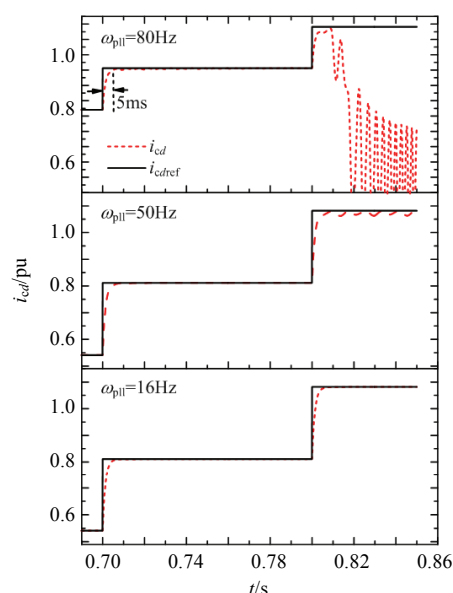


图 11 SCR=1.59、 $P_s=0.8pu$ 、 $Q_s=0pu$  时不同 PLL 带宽  $d$  轴电流响应

Fig. 11  $d$  axis current responses with different bandwidth of PLL and SCR=1.59,  $P_s=0.8pu$ ,  $Q_s=0pu$

## 4 有功功率大小对 PLL 和电流内环控制交互作用的影响

为研究有功功率大小对 PLL 和电流内环交互作用的影响, 在 SCR=1.59,  $Q_s=0pu$ , PLL 带宽为 80Hz(503rad/s)条件下, 研究  $P_s=0.8$ 、0.6、0.4pu 时电流内环控制的稳定性, 通过比较即可验证式(24)中有功功率大小对 PLL 与电流内环交互作用影响的规律。

### 4.1 有功功率变化对 PLL 与电流内环控制的交互作用影响

图 12 所示为 SCR=1.59,  $\omega_{pll}=80Hz$ ,  $Q_s=0pu$

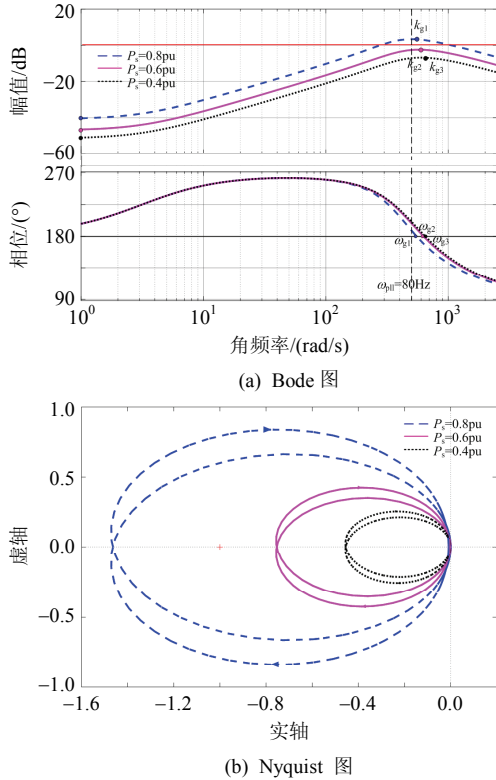


图 12 SCR=1.59、 $\omega_{pll}=80\text{Hz}$  不同有功功率下  $G_0$  的 Bode、Nyquist 图

Fig. 12 Bode and Nyquist diagrams of  $G_0$  with different active power when SCR=1.59,  $\omega_{pll}=80\text{Hz}$

条件下, 不同有功功率下的电流内环控制开环传递函数  $G_0$  的 Bode 图和 Nyquist 图。如图 12(a)所示, 当  $P_s=0.8、0.6、0.4\text{pu}$  时, 对应的相位剪切频率分别为  $\omega_{g1}、\omega_{g2}、\omega_{g3}$ , 对应幅频曲线上的幅值裕量  $k_{g1}<0、k_{g2}>0、k_{g3}>0$ , 结合式(24)所示判据其稳定状态分别是不稳定、稳定、稳定, 根据图 12(b)和式 (23) 可得相同判定结果。图 11 中  $\omega_{pll}=80\text{Hz}(503\text{rad/s})$ 有功不断增大时的仿真结果即可验证上述结论。

#### 4.2 有功功率变化对 PLL 与电流内环控制交互作用影响机理数学解释

由图 12 可知, 在相同的 SCR、无功功率、PLL 带宽、内环控制带宽条件下, 有功功率变化会通过影响  $G_0$  的幅频特性曲线的起始位置影响电流内环控制的稳定性, 有功功率越大,  $\text{Lm}G_0(j1)$  越大,  $G_0$  的幅频特性曲线越向上方移动, 导致相位剪切频率  $\omega_g$  处幅值裕度  $k_g>0$  的稳定判据越容易不成立, PLL 和电流内环交互作用导致失稳的可能性越大。

### 5 PLL 和电流内环交互作用机理物理解释

#### 5.1 噪声放大与噪声抑制趋势

式(27)所示  $G_0$  中各因子排序表如表 2 所示, 对

应的  $G_0$  幅频特性曲线示意图如图 5 所示。

$G_0$  幅频特性曲线在  $[0, \omega_{pll}/(2\xi)]$  范围内由于交流电网等效电抗作用斜率为  $+20\text{dB/dec}$ , 有噪声放大趋势。

$G_0$  幅频特性曲线在  $[\omega_{pll}/(2\xi), \omega_{pll}]$  范围内由于交流电网等效电抗和 PLL 传递函数分子的共同作用, 斜率为  $+40\text{dB/dec}$ , 有噪声放大趋势。

$G_0$  幅频特性曲线在  $[\omega_{CL}, +\infty]$  范围内由于内环控制一阶滞后因子的作用, 斜率为  $-20\text{dB/dec}$ , 有噪声抑制趋势。

$G_0$  幅频特性曲线在  $[\omega_{pll}, \omega_{CL}]$  范围内由于交流电网等效电抗和 PLL 分子、分母的共同作用, 斜率为  $0\text{dB/dec}$ , 取得幅值最大值。若在电网强度、有功电流、交流电压确定的初始条件下, 交流电网等效阻抗、PLL 分子的噪声放大趋势导致  $G_0$  幅频特性曲线在  $[\omega_{pll}, \omega_{CL}]$  范围内取值大于 0, 则说明闭环系统对  $[\omega_{pll}, \omega_{CL}]$  范围内噪声具有放大作用, 电流内环控制不稳定。

#### 5.2 PLL 和电流内环控制交互作用机理物理解释

将式(3)、(8)的线性化模型代入式(16)可得:

$$\begin{cases} \Delta i_{cd} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \Delta i_{cd}^{cf*} - \frac{(G_{CL} + R_{eq}) I_{cq0}}{Z_{ic}} \\ G_{PLL} [\omega_l L_g \Delta i_{cd} + (s L_g + R_g) \Delta i_{cq}] \\ \Delta i_{cq} = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} \Delta i_{cq}^{cf*} + \frac{(G_{CL} + R_{eq}) I_{cd0}}{Z_{ic}} \\ G_{PLL} [\omega_l L_g \Delta i_{cd} + (s L_g + R_g) \Delta i_{cq}] \end{cases} \quad (31)$$

图 13 所示为式(31)的信号流图表示, 可直观的表现 PLL 对电流内环控制的影响。弱电网下 PLL 和电流内环交互作用的物理解释为, 电网越弱(短路比 SCR 越小), 电网等效电抗越大, 电流扰动引起  $q$  轴电压扰动  $\Delta u_{sq}$  越大, PLL 输出相位波动越大,

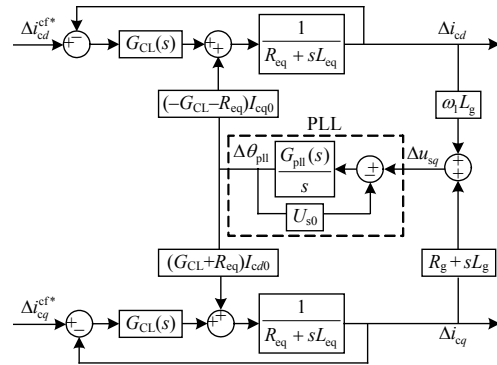


图 13 电流内环控制信号流图表示

Fig. 13 Signal flow graph of the inner current loop control

PLL 反应速度越快(带宽越大),有功功率(或  $d$  轴电流)越大,越容易发生 PLL 放大( $\omega_{\text{pll}}$ ,  $\omega_{\text{cl}}$ )频率范围的噪声而引起内环控制失稳。

### 5.3 PLL 和电流内环控制带宽选择原则

弱电网下 PLL 和电流内环带宽选择原则为:

1) 电流内环控制带宽的选择应以抑制开关频率附近噪声为目标,一般为开关频率的 0.1~0.5 倍;

2) 弱电网下 PLL 带宽越小越有利于电流内环控制稳定性,所以从稳定性角度考虑弱电网下 PLL 带宽应越低越好,但是也要兼顾系统响应快速性的要求,同时注意避免 PLL 和外环控制发生交互作用。

本文的分析方法和结论适用于具有图 1 所示控制结构的其他 VSC 并入弱电网场景,如直驱风机并入弱电网场景等。

## 6 结论

本文研究了 VSC-HVDC 接入弱交流电网时 PLL 和电流内环交互作用机理,得出如下结论:

1) PLL 带宽越大,决定电流内环控制稳定性的开环传递函数  $G_0$  幅频渐近线斜率为正的范围越大,导致相位剪切频率  $\omega_g$  处幅值裕度  $k_g > 0$  的稳定判据越容易不成立。在 PLL 带宽小于电流内环控制带宽的限制条件下表现为,PLL 带宽与电流内环控制带宽越接近,则电流内环控制越容易发生不稳定。

2) 交流电网强度、有功功率大小影响  $G_0$  的幅频特性曲线的低频段起始位置,交流电网强度减小或有功功率增加则幅频特性曲线整体向上移动,导致相位剪切频率  $\omega_g$  处幅值裕度  $k_g > 0$  的稳定判据越容易不成立,即交流电网强度越低,电流内环控制越容易发生不稳定。

3) 基于开环传递函数中各环节的噪声放大与抑制趋势,可以解释弱电网下 PLL 和电流内环交互作用引起电流控制失稳的物理机理。弱电网下 PLL 带宽越小越有利于电流内环控制的稳定性,但要兼顾系统响应快速性的要求。

## 参考文献

- [1] 周孝信,鲁宗相,刘应梅,等. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 4999-5008.  
Zhou Xiaoxin, Lu Zongxiang, Liu Yingmei, et al. Development models and key technologies of future grid in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 4999-5008(in Chinese).
- [2] Rao Hong. Architecture of Nan'ao multi-terminal VSC-HVDC system and its multi-functional control[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2015, 1(1): 9-18.
- [3] Han Minxiao, Xu Dong, Wan Lei. Hierarchical optimal power flow control for loss minimization in hybrid multi-terminal HVDC transmission system[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2016, 2(1): 40-46.
- [4] 汤广福, 罗湘, 魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 8-17.  
Tang Guangfu, Luo Xiang, Wei Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and dc-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10): 8-17(in Chinese).
- [5] Du Wenjuan, Bi Jingtian, Wang Tong, et al. Impact of grid connection of large-scale wind farms on power system small-signal angular stability[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2015, 1(2): 83-89.
- [6] Deng Na, Wang Puyu, Zhang Xiaoping, et al. A DC current flow controller for meshed modular multilevel converter multiterminal HVDC grids[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2015, 1(1): 43-51.
- [7] Durrant M, Werner H, Abbott K. Model of a VSC HVDC terminal attached to a weak AC system[C]//Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications. Istanbul, Turkey: IEEE, 2003: 178-182.
- [8] Durrant M, Werner H, Abbott K. Modelling and controller design for VSC-HVDC attached to an AC network[C]//Proceedings of European Control Conference (ECC). Cambridge, UK: IEEE, 2003: 2322-2326.
- [9] Zhou J Z, Ding Hui, Fan Shengtao, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [10] 刘昇, 徐政. 联于弱交流系统的 VSC-HVDC 稳定运行区域研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 133-144.  
Liu Sheng, Xu Zheng. Study on stable operating region of VSC-HVDC connected to weak AC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 133-144(in Chinese).
- [11] 黄云辉, 周翩, 王龙飞. 弱电网下基于矢量控制的并网变换器功率控制稳定性[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(14): 93-99.  
Huang Yunhui, Zhou Pian, Wang Longfei. Power control stability in vector control based voltage source converters connected to weak grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(14): 93-99(in Chinese).
- [12] Zhang Lidong. Modeling and control of VSC-HVDC links connected to weak AC systems[D]. Stockholm: KTH, 2010.

- [13] Zhang Lidong, Harnfors L, Nee H P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(2): 809-820.
- [14] Egea-Alvarez A, Fekrisl 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.
- [15] 苑宾, 许建中, 赵成勇, 等. 利用虚拟电阻提高接入弱交流电网的 MMC 小信号稳定性控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3794-3802.
- Yuan Bin, Xu Jianzhong, Zhao Chengyong, et al. A virtual resistor based control strategy for enhancing the small-signal stability of MMC integrated in weak AC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3794-3802(in Chinese).
- [16] 袁艺嘉, 赵成勇, 苑宾, 等. 弱交流电网条件下 VSC 无功类控制分析与优化[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 696-703.
- Yuan Yijia, Zhao Chengyong, Yuan Bin, et al. Analysis and optimization of reactive power controllers of voltage source converters in weak AC grid[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 696-703(in Chinese).
- [17] Arani M F M, Mohamed Y A R I. 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.
- [18] Davari M, Mohamed Y A R I. Robust vector control of a very weak-grid-connected voltage-source converter considering the phase-locked loop dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 977-994.
- [19] Guo Chunyi, Liu Wei, Zhao Chengyong, et al. A Frequency-based synchronization approach for the VSC-HVDC station connected to a weak AC Grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1460-1470.
- [20] Li Yunfeng, Tang Guangfu, An Ting, et al. Power compensation control for interconnection of weak power systems by VSC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4): 1964-1974.
- [21] 张琛, 蔡旭, 李征. 电压源型并网变流器的机-网电气振荡机理及稳定判据研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(11): 3174-3183.
- Zhang Chen, Cai Xu, Li Zheng. Stability criterion and mechanisms analysis of electrical oscillations in the grid-tied VSC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11): 3174-3183(in Chinese).
- [22] 辛焕海, 李子恒, 董炜, 等. 三相变流器并网系统的广义阻抗及稳定判据[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 1277-1292.
- Xin Huanhai, Li Ziheng, Dong Wei, et al. Generalized-impedance and stability criterion for grid-connected converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 1277-1292(in Chinese).
- [23] Midsund T, Suul J A, Undeland T. Evaluation of current controller performance and stability for voltage source converters connected to a weak grid[C]//Proceedings of the 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Hefei, China: IEEE, 2010: 382-388.
- [24] 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.
- [25] Hu Jiabing, Wang Bo, Wang Weisheng, et al. Small signal dynamics of DFIG-based wind turbines during riding through symmetrical faults in weak AC grid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 720-730.
- [26] Wen Bo, 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.



吴广禄

收稿日期: 2017-11-28。

作者简介:

吴广禄(1989), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用, wuguanglu1989@126.com;

周孝信(1940), 男, 中国科学院院士, 博士生导师, 研究方向为电力系统分析;

赵兵(1980), 男, 博士, 教授级高级工程师, 主要研究方向为电力系统仿真分析与建模, 本文通讯作者, zhaobing@epri.sgcc.com.cn。

(责任编辑 李泽荣)

# Analytic Transfer Function Based Mechanism Analysis on the Interaction Between PLL and Inner Current Loop When VSC-HVDC Connected to Weak Grid

WU Guanglu<sup>1</sup>, ZHOU Xiaoxin<sup>1</sup>, WANG Shanshan<sup>1</sup>, LIANG Jun<sup>2</sup>, ZHAO Bing<sup>1</sup>, WANG Tiezhu<sup>1</sup>,  
LI Yingbiao<sup>1</sup>, YANG Yanchen<sup>1</sup>

(1. China Electric Power Research Institute; 2. Cardiff University)

**KEY WORDS:** analytic transfer function; phased lock loop (PLL); inner current loop; mechanism of interaction; weak grid

The mechanism of the interaction between PLL and inner current loop of VSC-HVDC in weak grid condition and its influence on the current control stability attract more and more attention in recent years, but are still not clear.

To solve the issue above, the small signal analytic transfer function model of VSC-HVDC considering PLL and AC system strength is adopted in this paper, as it can describe the components inside the objective clearly, compared with the state space model. Firstly, the detailed small signal analytic transfer function model of  $d$  and  $q$  axis current are derived. Then, the detailed expression of  $d$  and  $q$  axis current are simplified by neglecting the modulation time delay, sample time delay and fluctuation of DC voltage. The simplified expression of  $d$  axis current and its signal flow graph are shown in Eq. (1) and Fig. 1.

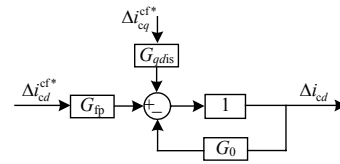
$$\Delta i_{cd} = \frac{G_{fp}}{1+G_0} \Delta i_{cd}^{cf*} + \frac{G_{qdis}}{1+G_0} \Delta i_{cq}^{cf*} \quad (1)$$

where,

$$G_0 = \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} G_{PLL} [\omega_1 L_g I_{cq0} - (sL_g + R_g) I_{cd0}] \quad (2)$$

$$\begin{cases} \frac{G_{CL}}{Z_{ic}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{CL}} + 1} \\ G_{PLL} = \frac{(\frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1) \frac{1}{U_{sd0}}}{\frac{s^2}{\omega_{pll}^2} + \frac{s2\xi}{\omega_{pll}} + 1} \end{cases} \quad (3)$$

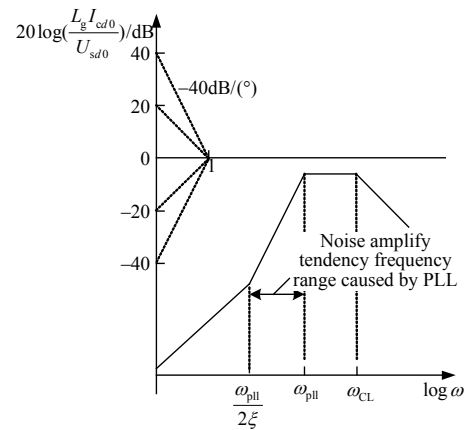
One method to analyze the stability of  $d$  and  $q$  axis current control is to calculate the eigenvalues of the characteristic equation  $1+G_0$ , and the other is to analyze the bode plot of  $G_0$  without calculating eigenvalues. Also, according to Eq. (2), (3), the interaction



**Fig. 1** Signal flow graph of inner loop  $d$ -axis current control

mechanism between PLL and inner current loop can also be explained by bode plot analysis.

As shown in Fig. 2, the low frequency part of the bode plot of  $G_0$  is determined by  $L_g$  and  $I_{cd0}$ , which represent AC system strength and active power respectively. The maximum value of the magnitude-frequency plot of  $G_0$  can be found when  $\omega = \omega_{pll}$ . According to the bode plot stability criterion in this case, the current control is instable if the maximum value is greater than 0. The current control stability can be improved by decreasing  $L_g$ ,  $I_{cd0}$ , and  $\omega_{pll}$ , as the maximum value of the magnitude-frequency plot of  $G_0$  can be decreased. The conclusions above are validated through bode plot analysis and time domain simulation.



**Fig. 2** Schematic diagram of the magnitude-frequency plot of  $G_0$  ( $I_{cq0} = 0$ )