

# 弱电网条件下 V2G 充电桩的并网稳定性分析与改进

李德胜<sup>1,2</sup>, 刘博<sup>1,2</sup>

(1. 万帮数字能源股份有限公司, 江苏 常州 213000; 2. 国创新能源汽车智慧能源装备  
创新中心(江苏)有限公司, 江苏 常州 213000)

**摘要:** 随着电动汽车的快速普及, V2G(Vehicle to Grid, V2G)充电桩正逐步开始得到应用。在 V2G 充电桩中, 并网逆变器作为与电网进行能量交互的接口, 其稳定性问题至关重要。基于谐波线性化方法, 提出了三相并网逆变器的小信号阻抗模型, 并考虑了锁相环所带来的影响。针对弱电网条件下并网逆变器容易发生振荡的问题, 提出了一种改进的阻抗重塑方法, 改善了并网逆变器的输出阻抗特性, 有效提高了并网系统的稳定性。仿真结果证明了理论分析的正确性。

**关键词:** V2G 充电桩; 弱电网; 谐波线性化; 稳定性; 阻抗重塑

## Stability analysis and improvement of V2G charging pile in weak grid

LI Desheng<sup>1,2</sup>, LIU Bo<sup>1,2</sup>

(1. Wanbang Digital Energy Co., Ltd., Changzhou 213000, China; 2. NEV Smart Energy Equipment  
Innovation Center Co., Ltd., Changzhou 213000, China)

**Abstract:** With the rapid popularization of electric vehicles, V2G (vehicle to grid) charging pile is gradually applied. In V2G charging pile, the stability of grid connected inverter is very important as the interface of energy interaction with the grid. Based on the harmonic linearization method, a small signal impedance model of three-phase grid connected inverter is proposed in this paper. Aiming at the problem that grid connected inverter is prone to oscillation in weak grid, an improved impedance reshape method is proposed to improve the output impedance characteristics of grid connected inverter and effectively improve the stability of grid connected system. The simulation results prove the correctness of the theoretical analysis.

**Key words:** V2G charging pile; weak grid; harmonic linearization; stability; impedance reshape

## 0 引言

随着化石燃料储量的枯竭, 环境和气候变化问题凸显, 以及各国节能减排法规的逐步生效, 基于可再生能源的分布式发电(Distributed Generation, DG)通常被认为是理想的解决方案<sup>[1-6]</sup>。然而, 分布式发电系统, 尤其是基于风能和太阳能的分布式发电系统, 其发电质量和利用率随机性较高<sup>[7]</sup>。因此, 为了最大程度利用风能、太阳能等绿色能源, 配备一定数量的储能系统便显得十分必要。

随着电动汽车保有量的逐步增加, 使用混合动力汽车(Hybrid Electric Vehicle, PHEV)和纯电动汽车(Electric Vehicle, EV)来存储并向电网提供能量的“车辆到电网(Vehicle to Grid, V2G)”概念正在获得越来越多的关注。但是, 想要充分利用 V2G 功能带来的好处, 必须保证电动汽车储存的电能友好并网,

不发生电能质量和稳定性问题。目前, 通常采用双向电力电子变换器来实现 V2G 功能, 随着全控性开关器件(IGBT、MOSFET)和脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)技术的普遍应用, 电能质量问题得到了很好地解决。然而, 关于大功率 V2G 充电桩的并网稳定性问题和改善方法, 仍鲜有研究。

V2G 充电桩中, 与电网连接的变换器通常为三相电压源变换器(Voltage Source Converter, VSC), 其同时也是电力系统许多应用的基本单元, 包括可再生能源并网<sup>[8]</sup>、储能<sup>[9]</sup>、高压直流输电<sup>[10]</sup>以及灵活交流输电系统等<sup>[11]</sup>。

对于并网稳定性问题的研究, 主要可分为状态空间法和阻抗法。状态空间法是利用并网变换器和电网的全部参数建立整体状态空间模型, 通过特征根判断稳定性。该方法依赖建模和参数的准确性, 是一种纯数学方法, 无法通过测量手段进行校验,

缺乏物理意义和工程价值。阻抗法则是将并网变换器和电网视为两个子系统, 通过端口阻抗关系判断稳定性。例如, 文献[12]指出可以利用奈奎斯特稳定性判据, 通过电网阻抗与 VSC 阻抗之比来确定并网系统的稳定性。

从控制方式上来看, 大多数并网 VSC 采用的是  $dq$  坐标系下的电流控制<sup>[13]</sup>, 该坐标系通过锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 来实现与电网电压同步<sup>[14]</sup>。然而,  $dq$  坐标系下的电流控制和基于 PLL 的电网同步都引入了降阶建模技术无法消除的非线性特性<sup>[15]</sup>, 为处理控制非线性, 有一种方式是在  $dq$  坐标系下建模<sup>[16]</sup>。来自美国田纳西大学、丹麦奥尔堡大学的一些学者对此展开了研究, 但是, 这种方法有一些局限性和缺点, 包括物理意义不清晰, 不容易处理三相不平衡、多台变换器并联等工况<sup>[17]</sup>。谐波线性化方法<sup>[18]</sup>通过直接在  $abc$  坐标系下对阻抗进行建模, 很好地解决了这些限制, 近年来逐步在风电、光伏等领域中的并网技术上得到了应用。

## 1 V2G 充电桩中并网逆变器的阻抗模型

### 1.1 并网系统稳定判据

用于系统稳定性分析最常见的电网模型是一个理想的电压源串联电网阻抗  $Z_g$ ,  $Z_g$  通常由一个电感和一个电阻串联而成。将并网逆变器建模为与输出阻抗并联的电流源, 整个逆变电网系统可由图 1 所示的小信号等效电路表示。这可以看作是一个由电压源和电流源组成的混合系统。在没有逆变器的情况下, 可以保证电网电压稳定, 当电网阻抗为零时, 逆变器可以达到最佳工作状态。根据等效电路, 逆变器输出电流为

$$I(s) = \frac{I_c(s) Z_0(s)}{Z_0(s) + Z_g(s)} - \frac{V_g(s)}{Z_0(s) + Z_g(s)} \quad (1)$$

并可以被改写为

$$I(s) = \frac{I_c(s)}{Z_0(s)} - \frac{V_g(s)}{Z_0(s)} \frac{1}{1 + Z_g(s)/Z_0(s)} \quad (2)$$

基于式(2), 如果电网阻抗与逆变器输出阻抗之比  $Z_g(s)/Z_0(s)$  满足 Nyquist 准则, 并网逆变器将稳定运行。系统的稳定裕度也可以从  $Z_g(s)/Z_0(s)$  的 Nyquist 图中得到。Nyquist 稳定判据指出, 反馈控制系统稳定的充分必要条件是系统的开环幅相特性曲线不穿过  $(-1, j0)$  点, 且逆时针包围临界点  $(-1, j0)$  的圈数等于开环传递函数的正实部极点数, 如图 2 所示。

上述稳定性准则表明, 并网逆变器的设计应具有尽可能高的输出阻抗幅值, 另外输出阻抗相角尽

量为正阻尼, 以便在广泛的电网条件下稳定运行。因此, 输出阻抗是并网逆变器的一个重要性能指标, 为描述和比较不同的逆变器设计提供了一种简单的手段。

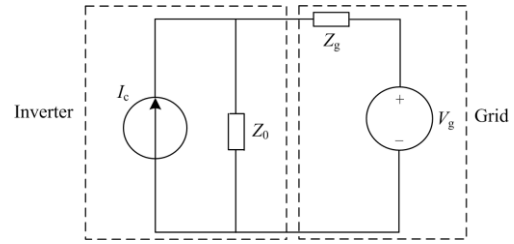


图 1 逆变器并网系统的小信号模型

Fig. 1 Small signal model of inverter grid system

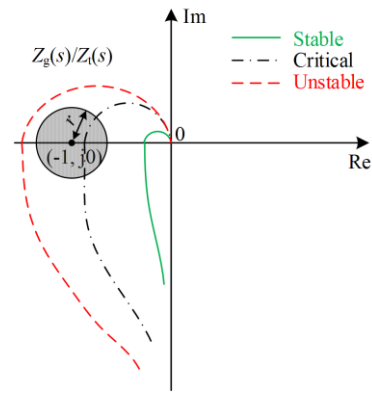


图 2 Nyquist 稳定判据示意图

Fig. 2 Schematic diagram of Nyquist stability criterion

### 1.2 并网逆变器阻抗模型

三相 VSC 主电路和控制框图如图 3 所示。相电压分别表示为  $v_a$ 、 $v_b$  和  $v_c$ , 而相电流表示为  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_c$ 。由于直流母线电容一般容量很大, 且电压环控制带宽较低, 因此在本文中假定  $V_{dc}$  为常数。出于相同的原因, 假定电流参考的有功和无功部分 ( $I_{dr}$  和  $I_{qr}$ ) 是恒定的。在时域中, 包含小信号扰动的相电压可以写为

$$v_a(t) = V_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_p \cos(2\pi f_p t + \Phi_{vp}) + V_n \cos(2\pi f_n t + \Phi_{vn}) \quad (3)$$

式中:  $V_1$  对应于频率  $f_1$  基波电压的幅值;  $V_p$  具有  $\Phi_{vp}$  对应于频率  $f_p$  处正序扰动的幅度和相位, 而  $V_n$  具有  $\Phi_{vn}$  对应于频率  $f_1$  处负序扰动的幅度和相位。其他相电压可以根据式(3)推导得出。在频域中, 可以将式(3)写为

$$V_a(t) = \begin{cases} V_1, & f = \pm f_1 \\ V_p, & f = \pm f_p \\ V_n, & f = \pm f_n \end{cases} \quad (4)$$

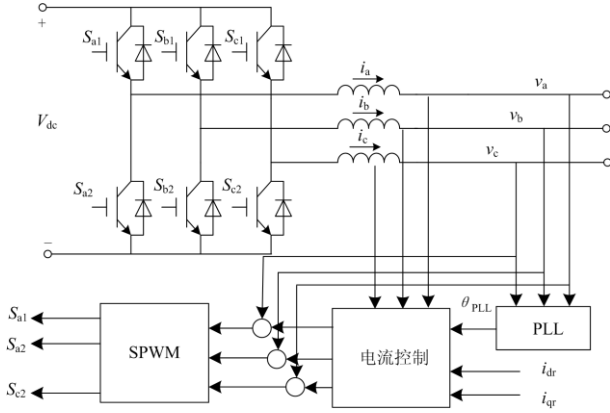


图3 并网应用的三相VSC框图

Fig. 3 Block diagram of three-phase VSC for grid-connected applications

其中  $V_p = (V_p/2)e^{j\omega_p t}$ 。电流对电压扰动的响应可以从转换器平均模型中得到。

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = K_m V_{dc} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中： $m_a$ 、 $m_b$  和  $m_c$  为脉冲宽度调制(PWM)的调制(参考)信号； $K_m$  为调制器增益。占空比与调制信号之间的关系如下：

$$d_{a1} = K_m m_a + 1/2 \quad (6)$$

$$d_{a2} = 1 - d_{a1} \quad (7)$$

式中， $d_{a1}$  和  $d_{a2}$  分别是  $S_{a1}$  和  $S_{a2}$  的占空比。

根据式(5)求解频域中的阻抗，将调制信号中的序分量看作电压和电流扰动的函数。然后，将正序阻抗定义为  $V_p$  与  $-I_p$  的比，将负序阻抗定义为  $V_n$  与  $-I_n$  的比。考虑到 abc 和 dq 两种坐标系下的电流控制策略，Park 变换定义如下：

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

### 1.2.1 相电流控制

图4为相电流控制器框图。

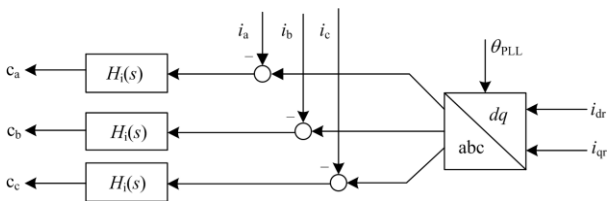


图4 相电流控制器的框图

Fig. 4 Block diagram of a phase-domain current controller

为了求得控制器对谐波扰动的频域响应，首先忽略 PLL 的影响，令  $\theta_{PLL}(t) = \theta_1(t) = 2\pi f_1 t$ 。参考电流  $i_{ar}$ 、 $i_{br}$  和  $i_{cr}$  不受扰动的影响，因此，可以求得调制信号中的序分量如下。

$$M_a |f| = \begin{bmatrix} H_i(s)G_i(s)I_p + K_f(s)G_v(s)V_p \\ H_i(s)G_i(s)I_n + K_f(s)G_v(s)V_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中： $H_i(s)$ 是电流控制补偿器传递函数； $K_f(s)$ 是前馈增益，并包含拟当前采样延迟； $T_i$ 代表采样间隔。

类似地，对电压采样延迟进行建模，其中  $T_v$  代表采样间隔， $\omega_v$  代表 ADC 滤波器截止频率， $\omega_{tv}$  代表传感器延迟。由于  $V_p$  不会在  $M_a$  中引起任何负序响应，并且  $V_n$  也不会导致任何正序响应，因此序分量会相互解耦。将式(9)代入式(5)，可以得到以下阻抗模型。

$$G_i(s) = e^{-sT_i} \frac{1 - e^{-sT_i}}{sT_i} \frac{1}{1 + s/\omega_i} \quad (10)$$

$$G_v(s) = e^{-sT_v} \frac{1 - e^{-sT_v}}{sT_v} \frac{1}{1 + s/\omega_v} \frac{1}{1 + s/\omega_{tv}} \quad (11)$$

$$Z_p(s) = Z_n(s) = \frac{K_m V_{dc} H_i(s) G_i(s) + sL}{1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s)} \quad (12)$$

式中， $Z_p(s)$ 和  $Z_n(s)$ 分别表示正序阻抗和负序阻抗。

### 1.2.2 dq 电流控制

图5为dq电流控制框图。电流  $i_d$  和  $i_q$  是dq变换的输出，该变换在频域中涉及相电流中的频域分量与 Park 变换中频域分量的卷积。取  $\theta_{PLL}(t) = \theta_1(t)$ ，Park 变换中的频域分量为

$$I_d |f| = \begin{cases} I_1 \cos \varphi_{i1}, & \text{dc} \\ G_i(s \pm j2pf_1) I_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ G_i(s \mp j2pf_1) I_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (13)$$

$$I_q |f| = \begin{cases} I_1 \sin \varphi_{i1}, & \text{dc} \\ jG_i(s \pm j2pf_1) I_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ jG_i(s \mp j2pf_1) I_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (14)$$

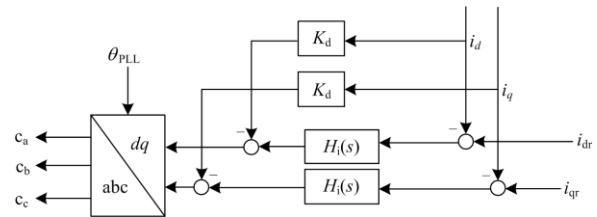


图5 dq轴电流控制器的框图

Fig. 5 Block diagram of a dq-domain current controller

其中  $I_1$  和  $\varphi_{i1}$  为基波电流的幅值和相位。从控制框图中可以看出，通过  $H_i(s)$  和解耦增益  $K_d$ ，将  $C_d$  和  $C_q$  作为式(11)和式(12)的线性组合而求得。将

表 1 不考虑 PLL 时  $dq$  电流控制器输出中的频域成分Table 1 Frequency components in  $dq$ -domain current controller output neglecting PLL dynamics

$C_d[f], C_q[f]$	$T^{-1}(\theta)$	$C_a[f], C_b[f], C_c[f]$	Sequence
dc	$\pm f_1$	$\pm f_1$	Positive
$\pm(f_p - f_1)$	$\pm f_1$	$\pm f_p$	Positive
	$\mp f_1$	$\pm(f_p - 2f_1)$	Negative
$\pm(f_n + f_1)$	$\mp f_1$	$\pm f_n$	Negative
	$\pm f_1$	$\pm(f_n + 2f_1)$	Negative

$C_d$  和  $C_q$  中的频域分量与 Park 逆变换中的频域分量进行卷积得到  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_c$ 。表 1 包含了卷积中要考虑的可能组合。值得注意的是,  $V_p$  在  $f_p$  处不会导致任何负序响应, 而  $V_n$  在  $f_n$  处不会导致任何正序响应, 正负序阻抗是解耦的。对于相位域中的阻抗建模, 可以忽略在  $\pm(f_p - 2f_1)$  和  $\pm(f_n + 2f_1)$  处的非线性耦合。将控制器输出与电压前馈相结合, 产生调制信号, 将其代入式(3)中, 可以求得以下序阻抗表达式。

$$Z_p(s) = \frac{K_m V_{dc} [H_i(s - j2\pi f_1) - jK_d] G_i(s) + sL}{1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s)} \quad (15)$$

$$Z_n(s) = \frac{K_m V_{dc} [H_i(s + j2\pi f_1) + jK_d] G_i(s) + sL}{1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s)} \quad (16)$$

### 1.2.3 考虑 PLL 的阻抗建模

#### 1.2.3.1 PLL 的小信号建模

图 6 为基本的 PLL 结构框图。

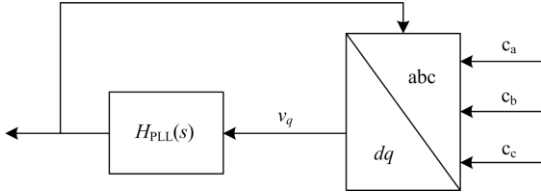


图 6 基本 PLL 的结构框图

Fig. 6 Block diagram of a basic PLL

其中  $H_{PLL}(s)$  是环路补偿器。首先, 为对该 PLL 环节建立小信号模型, 由式(3)描述的电压扰动响应  $v_q(t)$  进行建模。为了处理 Park 转换中的非线性环节, 将转换分为以下两个部分。

$$\mathbf{T}(\theta_{PLL}(t)) = \begin{matrix} \begin{matrix} \cos(\Delta\theta(t)) & \sin(\Delta\theta(t)) & 0 \\ \sin(\Delta\theta(t)) & \cos(\Delta\theta(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{matrix} \mathbf{T}(\theta_1(t)) \end{matrix} \quad (17)$$

式中,  $\Delta\theta(t) = \theta_{PLL}(t) - \theta_1(t)$ 。定义  $v_{dv}(t)$  和  $v_{qv}(t)$  为  $\mathbf{T}(\theta_1(t))$  作用于式(3)的  $d$  和  $q$  输出, 在频域中的表达式为

$$V_{dv}|f| = \begin{cases} V_1, & \text{dc} \\ G_v(s \pm j2\pi f_1) V_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ G_v(s \mp j2\pi f_1) V_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (18)$$

$$V_{qv}|f| = \begin{cases} \mp G_v(s \pm j2\pi f_1) V_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ \pm G_v(s \mp j2\pi f_1) V_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (19)$$

为降低推导的复杂度, 将式(17)中围绕工作点  $\Delta\theta_0=0$  的旋转矩阵线性化。因此,  $v_q(t)$  的表达式为

$$v_q(t) \approx -\Delta\theta(t)v_{dc}(t) + v_{qv}(t) \quad (20)$$

通过谐波线性化原理, 可以忽略二阶及更高阶扰动成比例的项。因此, 根据式(18)和  $\Delta\theta_0=0$ , 仅需考虑  $\Delta\theta(t)$  中与一阶扰动成比例的项。设  $G_p(s)$  和  $G_n(s)$  是两个未知传递函数。因此, 式(20)可以被重新写为

$$\Delta\theta|f| = \begin{cases} G_p(s)G_v(s \pm j2\pi f_1) V_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ G_n(s)G_v(s \mp j2\pi f_1) V_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (21)$$

$$V_q|f| = \begin{cases} [-G_p(s)V_1 \mp j] G_v(s \pm j2\pi f_1) V_p, & f = \pm(f_p - f_1) \\ [-G_n(s)V_1 \pm j] G_v(s \mp j2\pi f_1) V_n, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (22)$$

其中, 二阶及更高阶扰动项已被忽略。由式(22)可以求解得到  $G_p(s)$  和  $G_n(s)$ 。

$$G_p(s) = [\mp j H_{PLL}(s)] / [1 + V_1 H_{PLL}(s)] \quad (23)$$

$$G_n(s) = [\pm j H_{PLL}(s)] / [1 + V_1 H_{PLL}(s)] \quad (24)$$

包含正序扰动的  $\cos(\theta_{PLL}(t))$  的拉普拉斯变换表达式为

$$L\{\cos(\theta_{PLL}(t))\} = \frac{1}{2} \frac{H_{PLL}(s - j2\pi f_1) G_v(s)}{1 + V_1 H_{PLL}(s - j2\pi f_1)} V_p(s) \quad (25)$$

对负序扰动而言

$$L\{\cos(\theta_{PLL}(t))\} = \frac{1}{2} \frac{H_{PLL}(s + j2\pi f_1) G_v(s)}{1 + V_1 H_{PLL}(s + j2\pi f_1)} V_n(s) \quad (26)$$

同时, 将 PLL 的闭环增益定义为

$$T_{PLL}(s) = V_1 H_{PLL}(s) / [1 + V_1 H_{PLL}(s)] \quad (27)$$

#### 1.2.3.2 相电流控制和 PLL

由于考虑了 PLL, 电流参考值应包含对扰动的响应。

$$I_{ar}|f| = \begin{cases} I_1, & f = \pm f_1 \\ [T_{PLL}(s \mp j2\pi f_1) / V_1] I_1 G_v(s) V_p, & f = \pm f_p \\ [T_{PLL}(s \pm j2\pi f_1) / V_1] I_1^* G_v(s) V_n, & f = \pm f_n \end{cases} \quad (28)$$

式中,  $I_1^*$  为  $I_1 = (\frac{1}{2})(I_{dr} \pm jI_{qr})$  的共轭复数。

值得注意的是, 假设实际变换器电流在基频处等于其参考值, 即  $\mathbf{I}_1 = (I_1/2)e^{j\phi_{01}}$ 。电流调节器作用于电流参考和反馈以生成  $C_a$ 。考虑前馈路径并将结

果代入式(5)，可以得到以下阻抗模型。

$$Z_p(s) = \left[ K_m V_{dc} H_i(s) G_i(s) + sL \right] \cdot \left\{ 1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s) - \left[ H_i(s) \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{i1}} \right] \cdot T_{PLL}(s - j2\pi f_1) G_v(s) \frac{K_m V_{dc}}{V_1} \right\}^{-1} \quad (29)$$

$$Z_n(s) = \left[ K_m V_{dc} H_i(s) G_i(s) + sL \right] \cdot \left\{ 1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s) - \left[ H_i(s) \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{i1}} \right] \cdot T_{PLL}(s + j2\pi f_1) G_v(s) \frac{K_m V_{dc}}{V_1} \right\}^{-1} \quad (30)$$

### 1.2.3.3 dq 轴电流控制和 PLL

由于考虑了 PLL，经过 Park 变换卷积后的电流反馈包括与电压扰动成比例的频域分量。忽略二阶项，给出相电流与 Park 变换的卷积。

$$I_d [\pm(f_p - f_1)] = I_1 \sin \Phi_{i1} G_p (\pm j2\pi(f_p - f_1)) \times G_v (\pm j2\pi f_p) V_p + G_i (\pm j2\pi f_p) I_p \quad (31)$$

$$I_d [\pm(f_n + f_1)] = I_1 \sin \Phi_{i1} G_n (\pm j2\pi(f_n + f_1)) \times G_v (\pm j2\pi f_n) V_n + G_i (\pm j2\pi f_n) I_n \quad (32)$$

$$I_q [\pm(f_p - f_1)] = -I_1 \cos \Phi_{i1} G_p (\pm j2\pi(f_p - f_1)) \times G_v (\pm j2\pi f_p) V_p \mp jG_i (\pm j2\pi f_p) I_p \quad (33)$$

$$I_q [\pm(f_n + f_1)] = -I_1 \cos \Phi_{i1} G_n (\pm j2\pi(f_n + f_1)) \times G_v (\pm j2\pi f_n) V_n \mp jG_i (\pm j2\pi f_n) I_n \quad (34)$$

电流调节器作用于反馈电流以生成 dq 调制信号。这些信号通过 Park 逆变换进行卷积，得到 abc 坐标系下的结果。表 2 列出了与一阶扰动成正比的合成频率项，其中应忽略非线性耦合成分。

表 2 包括 PLL 的 dq 电流控制器输出中的频率成分

Table 2 Frequency components in dq-domain current controller output Including PLL dynamics

$C_d[f], C_q[f]$	$T^{-1}(\theta)$	$C_d[f], C_b[f], C_c[f]$	Sequence
dc	$\pm f_1$	$\pm f_1$	Positive
	$\pm f_p$	$\pm f_p$	Positive
	$\pm f_n$	$\pm f_n$	Negative
$\pm(f_p - f_1)$	$\pm f_1$	$\pm f_p$	Positive
	$\mp f_1$	$\pm(f_p - 2f_1)$	Negative
$\pm(f_n + f_1)$	$\mp f_1$	$\pm f_n$	Negative
	$\pm f_1$	$\pm(f_n + 2f_1)$	Positive

考虑前馈路径并将结果代入式(5)，可以得到以下阻抗模型。

$$Z_p(s) = \left\{ K_m V_{dc} [H_i(s - j2\pi f_1) - jK_d] G_i(s) + sL \right\} \cdot \left\{ 1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s) - \left[ \frac{C_1}{2} e^{j\theta_{c1}} - jK_d \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{c1}} + H_i(s - j2\pi f_1) \cdot \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{i1}} \right] T_{PLL}(s - j2\pi f_1) G_v(s) \frac{K_m V_{dc}}{V_1} \right\}^{-1} \quad (35)$$

$$Z_n(s) = \left\{ K_m V_{dc} [H_i(s + j2\pi f_1) + jK_d] G_i(s) + sL \right\} \cdot \left\{ 1 - K_m V_{dc} K_f(s) G_v(s) - \left[ \frac{C_1}{2} e^{-j\theta_{c1}} + jK_d \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{c1}} + H_i(s + j2\pi f_1) \cdot \frac{I_1}{2} e^{j\theta_{i1}} \right] T_{PLL}(s + j2\pi f_1) G_v(s) \frac{K_m V_{dc}}{V_1} \right\}^{-1} \quad (36)$$

式中， $C_1 = C_d/2 \pm jC_q/2 = (C_1/2)e^{\pm j\theta_{c1}}$ ，其中  $C_d$  为  $C_d[f]$  的直流分量，而  $C_q$  为  $C_q[f]$  的直流分量。这些直流分量可通过以下公式计算。

$$C_1 = \left\{ j2\pi f_1 L + V_1 \left[ 1 - K_m V_{dc} K_f(j2\pi f_1) \right] \right\} / K_m V_{dc} \quad (37)$$

## 2 V2G 充电桩的并网稳定性问题及改进方法

本文所研究的并网逆变器参数如表 3 所示。

表 3 三相并网逆变器参数

Table 3 Parameters of a three-phase grid-connected inverter

参数	数值	参数	数值
输入电压 $V_{dc}/V$	700	逆变器电感 $L/mH$	1
电网电压 $V_{abc}/V$	220	采样频率 $f_s/kHz$	20
额定功率 $P_n/kW$	25	开关频率 $f_{sw}/kHz$	20
基波频率 $f_o/Hz$	50	锁相环带宽 $\omega_{PLL}/Hz$	150

### 2.1 弱电网环境下的稳定性问题

并网逆变器在理想电网条件下可以正常工作，其主要波形如图 7 所示。在弱电网条件下，以等效短路比 SCR=2 为例，并网逆变器出现明显振荡现象，如图 8 所示并网电流含有丰富的低频谐波成分，对电能质量、电网稳定性等均造成严重影响。随着电网强度进一步降低，当 SCR=1 时，甚至出现并网逆变器网侧电流发散现象，如图 9 所示，如若保护

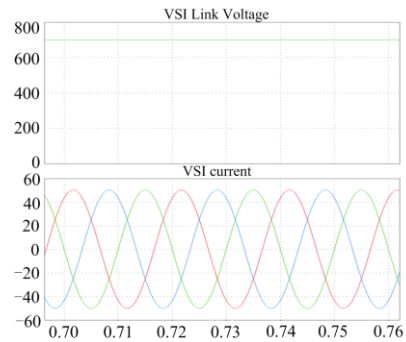


图 7 并网逆变器在理想电网条件下的主要波形

Fig. 7 Main waveform of VSC under ideal grid conditions

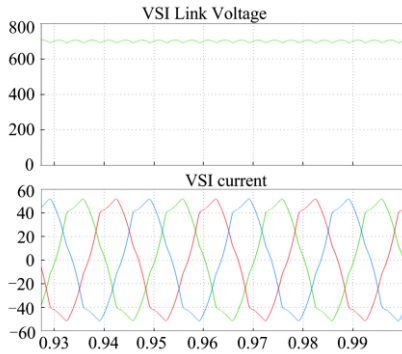


图 8 弱电网条件下(SCR=2)并网逆变器的主要波形  
Fig. 8 Main waveform of VSC under weak grid condition (SCR = 2)

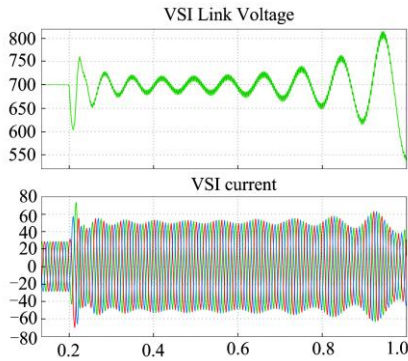


图 9 弱电网条件下(SCR=1)并网逆变器的主要波形  
Fig. 9 Main waveform of VSC under weak grid condition (SCR = 1)

不及时, 很可能会损坏同一公共连接点上的其他用电设备。

根据式(15)、式(35)计算出正序阻抗  $Z_p(s)$ , SCR=1 时的电网阻抗  $Z_g(s)$ , 分别画出包含和不包含 PLL 环节的  $Z_g(s)/Z_0(s)$  奈奎斯特图, 如图 10 所示。从图中可以看出, 两种情况下的奈奎斯特图差异较大, 说明 PLL 环节对并网逆变器的阻抗特性影响较大, 若不考虑 PLL, 根据奈奎斯特图得到的结论是

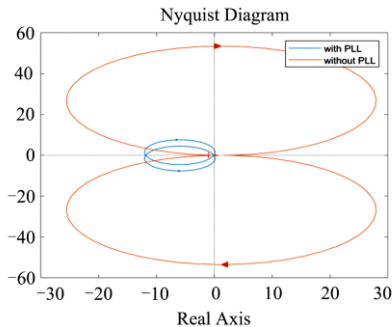


图 10 锁相环对  $Z_g(s)/Z_0(s)$  奈奎斯特图的影响  
Fig. 10 Influence of PLL on  $Z_g(s)/Z_0(s)$  Nyquist diagram

系统仍然稳定, 这显然与图 9 中的现象不符。因此, 针对稳定性问题, 对并网逆变器进行理论建模时考虑 PLL 环节是必要的。

## 2.2 弱电网条件下的稳定性改进方法

由上节可知, PLL 对并网逆变器阻抗特性影响较大, 通过将锁相环控制带宽从 150 Hz 降低到 20 Hz, 可以有效缓解低频处的负阻尼现象, 有利于系统稳定性的提升, 效果如图 11 所示。

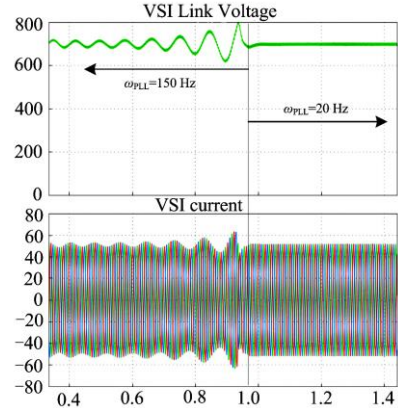


图 11 降低 PLL 带宽前后并网逆变器的主要波形  
Fig. 11 Main waveform of VSC before and after reducing PLL bandwidth

为解决并网逆变器在弱电网环境下的稳定性问题, 同时不降低 PLL 的控制带宽, 本文提出一种作用于  $dq$  轴电流环的阻抗重塑方法, 如图 12 所示。增加的补偿器传递函数为

$$G_c(s) = \frac{K_{BPF} Q \omega_b s}{s^2 + 2Q \omega_b s + \omega_b^2} \quad (38)$$

式中:  $K_{BPF}$  为调节器增益;  $Q$  为品质因数;  $\omega_b$  为中心频率。

加入阻抗重塑方法前后并网逆变器的主要波形如图 13 所示。从图中可以看出, 一方面, 阻抗重塑方法很好地提升了并网逆变器的稳定性, 系统由发散状态恢复稳定; 另一方面, 相比于降低 PLL 带宽的方式, 并网电流和直流母线电压的纹波更小, 稳态性能更加优异。

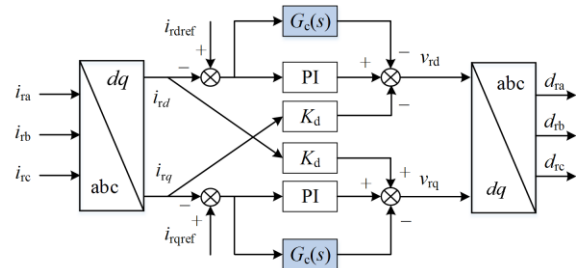


图 12 阻抗重塑法控制框图

Fig. 12 Control schematic of the impedance reshape method

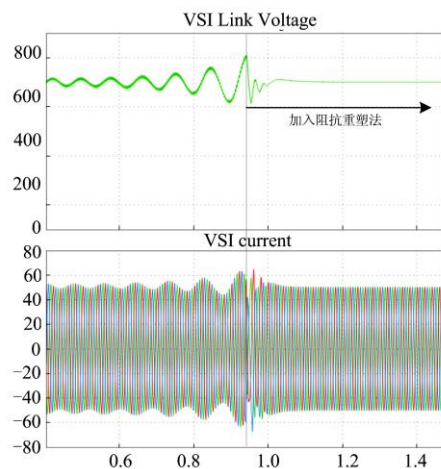


图 13 加入阻抗重塑方法前后并网逆变器的主要波形

Fig. 13 Main waveform of VSC before and after adding the impedance reshape method

### 3 结论

本文针对 V2G 充电桩中的并网逆变器,建立了基于谐波线性化方法的输出阻抗模型,并得到以下结论。

1) 锁相环对于并网逆变器的输出阻抗特性影响很大,在小信号建模过程中不宜忽略。

2) 适当减小锁相环控制带宽,有利于并网逆变器在弱电网条件下的稳定性提升。

3) 提出的阻抗重塑方法有效改善了并网逆变器的稳定性,并保证了良好的稳态性能。

### 参考文献

- [1] NASIRIAN V, MOAYEDI S, DAVOUDI A, et al. Distributed cooperative control of DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(4): 2288-2303.
- [2] 谈竹奎,程乐峰,史守圆,等. 能源互联网接入设备关键技术探讨[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(14): 140-152.
- [3] 石玉东,刘晋源,徐松,等. 考虑时序特性的配电网风光-储随机规划模型[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(10): 23-32.
- [4] XU Y. A review of cyber security risks of power systems: from static to dynamic false data attacks[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(3): 190-201. DOI: 10.1186/s41601-020-00164-w.
- [5] NEHRIR M H, WANG C, GUDA S R. Alternative energy distributed generation: Need for multi-source operation[C] // Proc North Amer Power Symp, 2006: 547-551.
- [6] XUE Y, CHANG L, KJÆR S B, et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview[J]. IEEE Trans Power Electron, 2004, 19(5): 1305-1314.

- [7] SLOOTWEG J G, KLING W L. Impacts of distributed generation on power system transient stability[C] // Proc IEEE Power Eng Soc Summer Meeting, 2002: 862-867.
- [8] BLAABJERG F, ZHE C, KJÆR S B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems[J]. IEEE Trans Power Electron, 2004, 19(5): 1184-1194.
- [9] ALI M H, WU B, DOUGAL R A. An overview of SMES applications in power and energy systems[J]. IEEE Trans Sustainable Energy, 2010, 1(1): 38-47.
- [10] FLOURENTZOU N, AGELIDIS V G, DEMETRIADES G D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview[J]. IEEE Trans Power Electron, 2009, 24(3): 592-602.
- [11] XIA J, FANG X, CHOW J H, et al. A novel approach for modeling voltage-sourced converter based FACTS controllers[J]. IEEE Trans Power Del, 2008, 23(4): 2591-2598.
- [12] MIDDLEBROOK R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[C] // Proc Rec IEEE Ind Appl Soc Annu Meet, 1976: 366-382.
- [13] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [14] FREIJEDO F D, YEPES A G, LOPEZ O, et al. Three-phase PLLs with fast postfault retracking and steady-state rejection of voltage unbalance and harmonics by means of lead compensation[J]. IEEE Trans Power Electron, 2011, 26(1): 85-97.
- [15] WANG F, DUARTE J L, HENDRIX M A M, et al. Modeling and analysis of grid harmonic distortion impact of aggregated DG inverters[J]. IEEE Trans Power Electron, 2011, 26(3): 786-797.
- [16] BELKHAYAT M. Stability criteria for AC power systems with regulated loads[D]. West Lafayette, IN, USA: Purdue Univ, 1997.
- [17] SUN J. Small-signal methods for ac distributed power systems—a review[J]. IEEE Trans Power Electron, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [18] SUN J, BING Z, KARIMI K J. Input impedance modeling of multi pulse rectifiers by harmonic linearization[J]. IEEE Trans Power Electron, 2009, 24(12): 2812-2820.

收稿日期: 2018-03-31; 修回日期: 2018-08-25

作者简介:

李德胜(1980—),男,博士,高级工程师,研究方向为电动汽车能源供给装备和系统、电网安全稳定控制技术等; E-mail: desheng.li@wbstar.com

刘博(1992—),男,通信作者,博士研究生,研究方向为电力电子系统稳定性,基于电池特性的充电技术等。 E-mail: bo2.liu@wbstar.com