

DOI: 10.7667/PSPC151761

电流闭环对三相 PWM 变流器输出阻抗的影响分析

黄长亮, 姜一鸣, 周辉

(武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 三相 PWM 变流器输出阻抗对其输出特性以及并网系统稳定性有着重要的影响。现有阻抗的研究多集中关注由变流器输出阻抗导致的交互影响问题, 而对变流器本身输出阻抗特性分析较少。以三相 PWM 整流器为例, 用小信号方法建立了整流器的开环阻抗模型以及考虑电流环和锁相环之后的阻抗模型, 分析了电流环的引入对整流器阻抗的影响以及电流环参数与阻抗的关系。结果表明, 与开环控制相比, 引入电流环之后整流器的导纳幅值整体减小, 在低频段减小的幅度与电流控制器的积分参数有关, 在高频段减小的幅值与电流控制器的比例参数有关。仿真结果验证了分析方法的有效性和分析结果的正确性。

关键词: 等效输出阻抗; 控制参数; 三相 PWM 变流器; 小信号

Influence of current close-loop control on the output impedance of three-phase PWM converter

HUANG Changliang, JIANG Yiming, ZHOU Hui

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: The impedance of three-phase PWM converter is critical to its output character and also has influence to the whole system. The current research is mostly focused on the interaction caused by output impedance and the suppression method to the interaction. However, little literature paid attention to the output impedance itself. Using small-signal method, the impedance model of converter is established in the case of open-loop control and close-loop control considering the current loop and phase lock loop. The influence of introducing the current loop and the current control parameter on the rectifier output impedance is studied based on the small-signal model. The result shows that the introducing of current loop will reduce the amplitude of output admittance of rectifier. The decrease level in the low frequency range is mainly related to the integral parameter of current controller and the decrease level in the high frequency range is mainly related to the proportion parameter. The simulation result testifies the validity of the result.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51277137, No. 51177113, and No. 51190102).

Key words: equivalent output impedance; control parameter; three-phase PWM converter; small signal

0 引言

三相 PWM 变流器由于控制灵活、功率因素可调等优点, 成为了新能源并网^[1-3], 电机驱动^[4-5]等场合的重要接口。三相 PWM 变流器根据其控制策略不同, 可以分为电流源型变流器和电压源型变流器^[6]。线性化之后, 根据诺顿定理, 电流源型变流器等效为电流源与导纳并联的模型, 根据戴维南定理, 电压源型变流器等效为电压源与阻抗串联

的模型。由于在控制上难以实现与并网点电压的完全解耦, 变流器无法控制为理想的电流源或电压源, 即等效电路中的内导纳或内阻抗不可能控制为零。

在强电网下由于电网的等效阻抗可忽略, 变流器与电网之间的耦合很小。但新能源的并网逆变器和电机驱动的整流器所接入的配电网, 通常为等效阻抗不能忽略的弱电网。在弱电网下, 变流器由于输出阻抗的存在会与弱电网以及其他变流器耦合, 产生交互影响, 进而影响到系统的电能质量^[7-9]甚至对稳定性造成影响^[10-11]。

由于变流器的输出阻抗对变流器本身输出特性以及整个并网系统具有重大影响, 因此对于变流器

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51277137, 51177113); 国家自然科学基金重大项目 (51190102)

阻抗的研究引起了国内外学者广泛的关注。文献[12-14]建立了变流器的诺顿等效模型, 研究了多并网逆变器之间阻抗耦合产生的交互影响以及交互影响所带来的谐振和稳定性问题。而这些文献多集中关注对变流器输出阻抗的建模以及由变流器输出阻抗导致的交互影响问题, 并没有对变流器输出阻抗本身的特性进行分析。文献[15]虽然研究了变流器的阻抗特性, 并且分析了控制环增益对阻抗的影响, 但其研究对象是 DC/DC 变流器。文献[16]建立了 LCL 滤波型整流器的阻抗模型, 对其阻抗特性进行了研究。但其研究重点是分析前馈控制, 电容电流反馈控制对 LCL 滤波型整流器谐振的抑制作用。而文献[17-18]仅研究了锁相环参数对变流器阻抗特性的影响, 对控制环和阻抗之间的关系没有进行研究。

本文以三相 PWM 整流器为例, 用小信号方法建立了整流器的开环和电流闭环模型, 研究了电流闭环的引入以及电流环 PI 控制器参数对整流器输出阻抗的影响, 有助于加深对整流器输出阻抗特性的认识, 为阻抗引起的交互影响问题的研究提供了一定的理论基础。

1 整流器的阻抗模型

1.1 开环阻抗模型

开环阻抗模型指在整流器开环控制也就是 dq 轴占空比都给定常数时的阻抗模型。如图 1 所示。

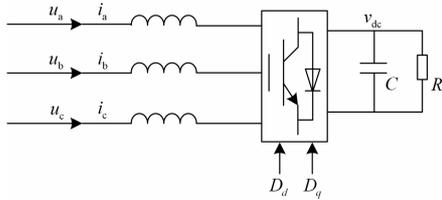


图 1 整流器的开环控制

Fig. 1 Open loop control of the rectifier

图中 u_a, u_b, u_c 指电网端口电压, L 为滤波电感, C 为直流侧电容, R 为直流负载。用状态空间平均法, 以滤波器电感电流以及直压侧电容电压为状态变量, 交流电压和占空比为输入变量列出状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{v_{dc}}{RC}$$

方程中存在输入变量 d_d, d_q 与状态变量 $v_{dc}, i_d,$

i_q 的乘积, 是个非线性方程。将该方程小信号线性化并进行拉普拉斯变换得到:

$$\begin{bmatrix} Ls & -L\omega & D_d \\ L\omega & Ls & D_q \\ -D_d & -D_q & Cs + 1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{dc} & 0 \\ 0 & -V_{dc} \\ I_d & I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)可用如图 2 所示的等效电路表示。

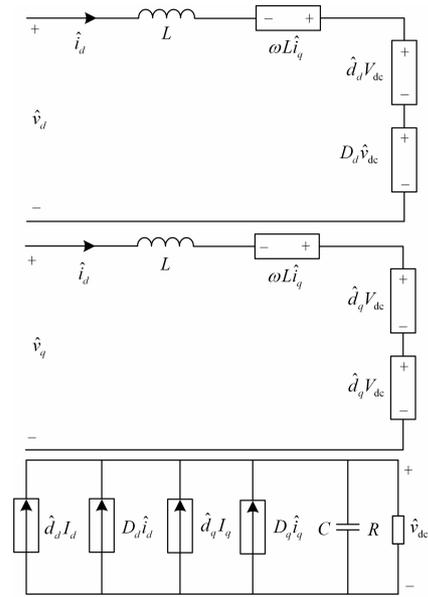


图 2 小信号模型等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of small signal model

由开环控制时占空比扰动等于 0, 得到

$$\begin{bmatrix} Ls & -L\omega & D_d \\ L\omega & Ls & D_q \\ -D_d & -D_q & Cs + 1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

消除 V_{dc} 得到

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{RCs+1} D_d^2 + Ls & \frac{R}{RCs+1} D_d D_q - \omega L \\ \frac{R}{RCs+1} D_d D_q + \omega L & \frac{R}{RCs+1} D_q^2 + Ls \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

因此, 整流器的输出阻抗即为

$$\mathbf{Z}_{in} = \begin{bmatrix} \frac{R}{RCs+1} D_d^2 + Ls & \frac{R}{RCs+1} D_d D_q - \omega L \\ \frac{R}{RCs+1} D_d D_q + \omega L & \frac{R}{RCs+1} D_q^2 + Ls \end{bmatrix} \quad (5)$$

输出导纳可对式(5)求逆求得。

$$\mathbf{Y}_{in} = \mathbf{Z}_{in}^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{indd} & Y_{indq} \\ Y_{inqd} & Y_{inqq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于阻抗和导纳之间是一个互逆的关系，在后文中表述上对阻抗特性和导纳特性，阻抗模型和导纳模型并不加以区分，统一以阻抗模型和阻抗特性来表述。

1.2 考虑电流环后的阻抗模型

加入电流闭环后，系统的控制框图如图3所示。

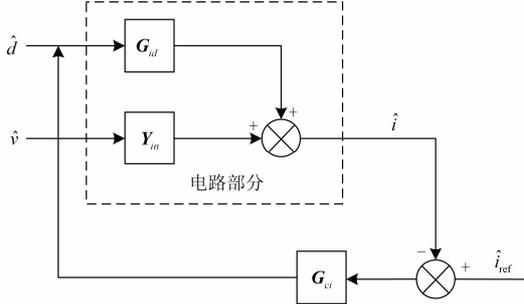


图3 考虑电流环的系统结构框图

Fig. 3 System block considering the current loop

图中 \hat{v} 和 \hat{d} 分别表示交流电压扰动量和占空比扰动量， \mathbf{G}_{id} 是从占空比到交流电流的传递函数矩阵，可以在式(2)令电压扰动等于0求得。 \mathbf{Y}_{in} 是开环控制时整流器的输出导纳。 \mathbf{G}_{ci} 为电流环控制器传递函数，本文所采用的是PI控制。

$$\mathbf{G}_{ci} = \begin{bmatrix} k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} & 0 \\ 0 & k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \end{bmatrix} \quad (7)$$

与开环相比，加上电流环控制之后，占空比扰动不再等于零。整流器输出导纳为

$$\mathbf{Y}_{in_il} = (\mathbf{I} + \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{ci})^{-1}\mathbf{Y}_{in} \quad (8)$$

其中， \mathbf{I} 为二阶单位矩阵。

1.3 考虑锁相环和电流环的阻抗模型

锁相环是连接系统坐标系和变换器坐标系之间的桥梁。稳态时系统坐标系和变换器坐标系没有差别，在动态过程中，由于锁相环无法完全跟踪系统的相位和频率，使得变换器坐标系与系统坐标系之间产生差别，通过控制回路最终影响系统的阻抗。控制中有两处用到了锁相环。一是采样电流与指令电流比较时，对采样电流用到 dq 变换。二是 dq 轴占空比到 abc 轴占空比用到的 dq 反变换。这两者都会对阻抗产生影响。

一方面，当电压发生扰动时，锁相环输出也会变化，导致电流 dq 变换的值发生变化，最终通过控制环会反映到实际输出电流。这中间从电压扰动到

电流扰动产生一个阻抗通道。

另一方面，当电压发生扰动锁相环输出发生变化时，会导致对占空比的 dq 反变换产生影响。导致最终形成的 abc 坐标系的占空比发生变化，从而直接影响输出电流。

如图4所示。与上述两方面对应，图中的 \mathbf{G}_{PLL}^d 和 \mathbf{G}_{PLL}^i 分别表示电压扰动到占空比扰动和电流扰动的传递函数。上标 c 和 s 是为了区分变换器坐标系和交流侧系统坐标系中的量。

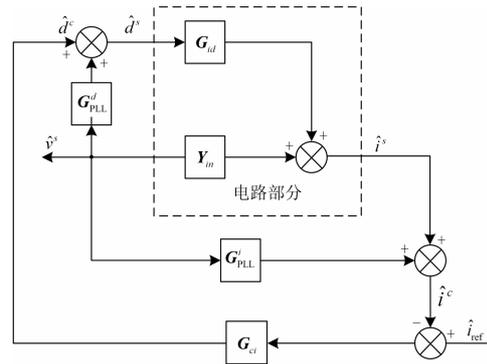


图4 考虑锁相环和电流环的系统结构框图

Fig. 4 System block considering the current loop and PLL

系统坐标系与变换器坐标系之间占空比和电流都存在一个转换关系，如式(9)和式(10)所示。

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_d^c \\ \hat{d}_q^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & D_q^s G_{PLL} \\ 0 & -D_d^s G_{PLL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d^s \\ \hat{v}_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_d^s \\ \hat{d}_q^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d^c \\ \hat{i}_q^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & D_q^s G_{PLL} \\ 0 & -D_d^s G_{PLL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d^s \\ \hat{v}_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{i}_d^s \\ \hat{i}_q^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{令 } \mathbf{G}_{PLL}^d = \begin{bmatrix} 0 & -D_q^s G_{PLL} \\ 0 & D_d^s G_{PLL} \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_{PLL}^i = \begin{bmatrix} 0 & D_q^s G_{PLL} \\ 0 & -D_d^s G_{PLL} \end{bmatrix}$$

由上述框图求得从电压到电流的闭环传递函数(输出导纳)为

$$\mathbf{Y}_{in_il_pll} = (\mathbf{I} + \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{ci})^{-1} [\mathbf{Y}_{in} - \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{ci}\mathbf{G}_{PLL}^i + \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{PLL}^d] \quad (11)$$

2 整流器的阻抗特性分析

2.1 开环阻抗特性

图5为式(5)所示 \mathbf{Z}_{in} 的波特图，同时将滤波电感的阻抗以及直流侧 RC 网络的阻抗也画在了 Z_{indd} 分量的波特图中。参数如表1所示。

从图5可以看出，在高频部分 Z_{indd} 与滤波电感的阻抗一致，低频部分 Z_{indd} 的阻抗与直流侧 RC 网络的阻抗相差 D_d^2 倍，随着 D_d 的增大，两者逐渐重合。中频部分的谐振点由直流侧电容与交流侧滤波电感产生。

表 1 整流器参数

Table 1 Parameter of the rectifier

符号	描述	值
V_d/V	电网 d 轴电压	311
V_q/V	电网 q 轴电压	0
f/Hz	电网频率	50
$C_d/\mu F$	直流侧电容值	1 000
R_d/Ω	直流侧负载电阻	90
L/mH	交流侧滤波电感	4
$R_L/m\Omega$	交流侧滤波电感寄生电阻	100
D_d	d 轴占空比	0.66
D_q	q 轴占空比	-0.05

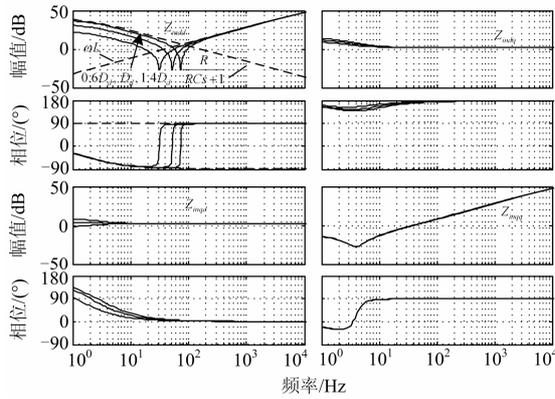


图 5 开环阻抗特性

Fig. 5 Impedance character of open loop controlled rectifier

2.2 电流环对阻抗特性的影响

展开式(8)得到 Y_{in} 各元素的幅值为

$$\begin{aligned}
 |y_{in11}| &= |(g_{id11}g_{ci} + 1)y_{in_il11} + g_{id12}g_{ci}y_{in_il21}| > |y_{in_il11}| \\
 |y_{in12}| &= |(g_{id11}g_{ci} + 1)y_{in_il21} + g_{id12}g_{ci}y_{in_il22}| > |y_{in_il12}| \\
 |y_{in21}| &= |g_{id21}g_{ci}y_{in_il11} + (g_{id22}g_{ci} + 1)y_{in_il21}| > |y_{in_il21}| \\
 |y_{in22}| &= |g_{id21}g_{ci}y_{in_il21} + (g_{id22}g_{ci} + 1)y_{in_il22}| > |y_{in_il22}|
 \end{aligned} \quad (12)$$

式中: g_{id11} , g_{id12} , g_{id21} , g_{id22} 分别表示 G_{id} 的各元素; g_{ci} 表示 G_{ci} 对角线元素, 即 PI 控制器传递函数; y_{in_il11} , y_{in_il12} , y_{in_il21} , y_{in_il22} 表示 Y_{in_il} 的各元素。由式(12)可知 Y_{in} 各元素的幅值都大于 Y_{in_il} 中相应元素的幅值。因此电流环的引入将降低输出导纳的幅值。降低的幅度与 g_{ci} 相关。

$$g_{ci} = k_{pi} + k_{ii}/s \quad (13)$$

在高频段 k_{ii}/s 可以忽略, $g_{ci} \approx k_{pi}$; 在低频段 k_{pi} 相对较小, 可以忽略, $g_{ci} \approx k_{ii}/s$ 。因此 PI 控制器的比例参数 k_{pi} 主要影响高频部分幅值的降低程度, 积分参数 k_{ii} 主要影响低频部分幅值的降低程度。为

了进一步验证上述推导, 将不同参数的电流环的输入阻抗与开环输入阻抗进行了比较。图 6 是式(8)所示的考虑电流环后的导纳 Y_{in_il} 的波特图。电流环 PI 控制器参数如表 2 所示。

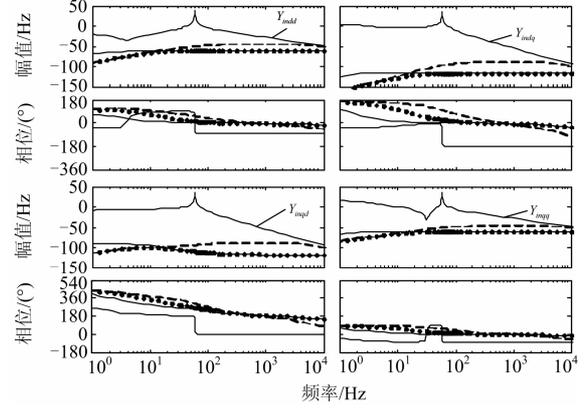


图 6 电流环对导纳的影响

Fig. 6 Influence of current on the admittance of rectifier

表 2 电流环 PI 控制器参数

Table 2 Parameter of the current controller

	比例参数 k_{pi}	积分参数 k_{ii}
实线(—)	1	10
点线(.....)	1	100
虚线(- - -)	0.2	100

从图 6 可以看出, 从幅值上讲, 引入电流闭环之后整流器的输出导纳整体降低, 这是由于闭环控制的引入抑制了电压扰动对电流输出的影响。导纳降低的程度与电流环 PI 控制参数相关。以 $\omega_0 = k_i/k_p$ 为分界点, 在 ω_0 以下输出导纳降低的程度主要与 k_i 有关, 在 ω_0 以上输出导纳降低的程度主要与 k_p 有关。

图 6 所示的是不考虑锁相环时电流环控制参数对输出导纳的影响。根据文献[17-18], 锁相环相当于在原有导纳的基础上并联了一个导纳, 而且锁相环只影响 dq 轴和 qq 轴, 即图 6 和图 7 中的右边两项。图 7 为式(11)所示的 $Y_{in_il_pl}$ 的波特图。电流环控制参数如表 2 所示。锁相环的比例积分参数分别为 8 和 25。对比图 7 和图 6 可知, 两者 dd 轴和 qd 轴的导纳没有区别。而图 7 中 dq 轴和 qq 轴虽然另外并联了一个由锁相环产生导纳, 但电流环参数对导纳的影响同样满足图 6 分析得出的结论。

3 仿真实验

为了验证本文研究的电流环参数对三相 PWM 整流器阻抗的影响, 在 Matlab/Simulink 中分别建立整流器开环和电流闭环控制模型。由于方法的相似

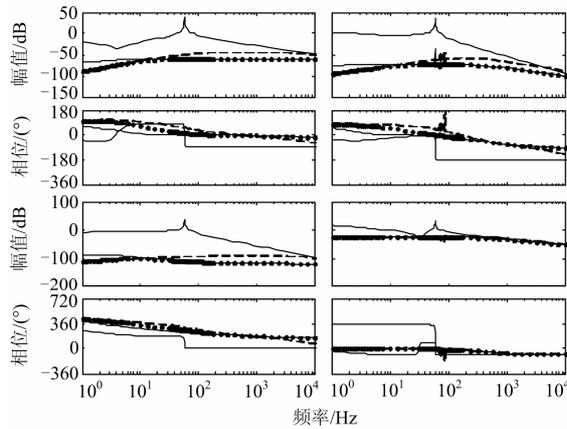


图 7 考虑锁相环后电流环对导纳的影响

Fig. 7 Influence of current on the admittance of rectifier considering the PLL

性和篇幅限制,这里只验证 dd 轴的阻抗。在 d 轴中加入 1 Hz, 2 Hz, 4 Hz, 6 Hz, 8 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz, 70 Hz, 80 Hz, 90 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 500 Hz 的电压扰动,测量 d 轴电流并进行 FFT,求得在各频率点处的导纳。

首先验证电流环的引入对整流器导纳的影响。图 8 表示的是开环和闭环控制时整流器 dd 轴导纳,其中横坐标单位为 Hz,纵坐标单位为 dB。结构参数和开环控制参数如表 1 所示,电流环的控制参数为 $k_p=1, k_i=100$ 。

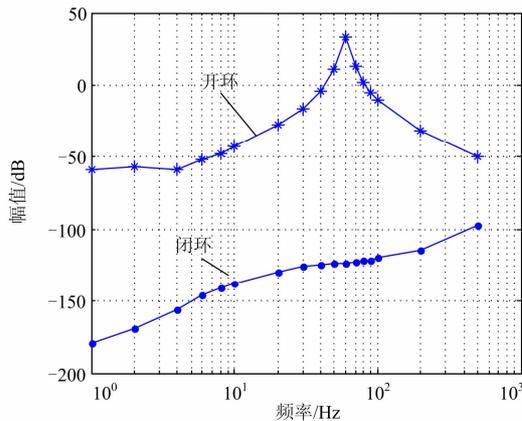


图 8 开环与闭环导纳比较

Fig. 8 Comparison of open-loop and close-loop admittance

从图 8 仿真结果可以看出,引入闭环控制后,变流器的导纳明显减小,与图 6 的分析结果一致。

下面验证不同的电流环参数对整流器导纳的影响。图 9 给出了不同电流环控制参数下,变流器导纳仿真结果。

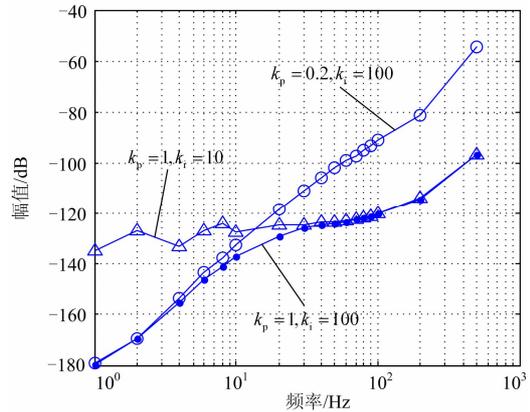


图 9 电流环参数对导纳的影响

Fig. 9 Influence of current loop parameter on admittance

对比 $k_p=1, k_i=100$ 和 $k_p=1, k_i=10$ 两条曲线可知,在 30 Hz 以下,两者相差非常大,而在 30 Hz 以上两者几乎重合。这是由于两者电流环的 k_p 相等而 k_i 不同。对比 $k_p=1, k_i=100$ 和 $k_p=0.2, k_i=100$ 两条曲线可知,在 10 Hz 以下,两者相差非常小,而在 10 Hz 以上两者的差别很大,这是由于两者电流环的 k_p 不同,而 k_i 相同。图 9 的仿真结果与图 6 的分析结果相一致。

由以上的分析结果可知,整流器输出阻抗和电流环的控制参数密切相关。而在不同的并网环境下,对变流器输出阻抗特性要求不同,可根据不同的要求,按照以上的规律在现有控制器参数的基础上,优化电流环控制参数,有目的地改善整流器高频或低频阻抗特性,提高整流器对电网的适应性。

4 结论

本文建立了变流器开环阻抗模型以及考虑电流环和锁相环之后的阻抗模型,分析了电流环的引入对变流器阻抗的影响以及电流环参数与阻抗的关系。通过理论分析和仿真验证得出以下结论:

- 1) 电流环的引入相对开环控制来说整流器的导纳在全频段内幅值减小。
- 2) 整流器导纳幅值减小的程度与 PI 控制器的参数有关,比例参数 k_p 参数决定了高频段减小的程度,积分参数 k_i 参数决定了低频段减小的程度。

参考文献

[1] 徐军,王琨,翟登辉,等.一种基于新型载波同相层叠 PWM 方法的飞跨电容型光伏发电并网技术[J].电力系统保护与控制,2015,43(12):134-139.
XU Jun, WANG Kun, ZHAI Denghui, et al. Grid-connected photovoltaic power generation technology with flying capacitor inverter based on novel carrier-based disposition PWM method[J]. Power System

- Protection and Control, 2015, 43(12): 134-139.
- [2] 姚致清, 张茜, 刘喜梅. 基于 PSCAD/EMTDC 的三相光伏并网发电系统仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(17): 76-81.
YAO Zhiqing, ZHANG Qian, LIU Ximei. Research on simulation of a three-phase grid-connected photovoltaic generation system based on PSCAD/EMTDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(17): 76-81.
- [3] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 27-33.
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33.
- [4] 李立毅, 于吉坤, 曹继伟, 等. 基于 PWM 逆变电路供电的永磁同步电机电压和电流的谐波通用型新算法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6203-6213.
LI Liyi, YU Jikun, CAO Jiwei, et al. A universal and new harmonic algorithm of voltage and current of permanent magnet synchronous motors supplied by PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6203-6213.
- [5] 李娜, 王晓亮. 集群空调负荷提供微电网调频备用研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(19): 101-105.
LI Na, WANG Xiaoliang. Research of air conditioners providing frequency controlled reserve for microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(19): 101-105.
- [6] 李浩然, 杨旭红, 冯成臣. 多逆变器并联下的输出阻抗分析和改进下垂控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 29-35.
LI Haoran, YANG Xuhong, FENG Chengchen. Control strategy research of output impedance analysis and improved droop control based on multiple-inverters parallel[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 29-35.
- [7] 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 Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 786-797.
- [8] 孙振奥, 杨子龙, 王一波, 等. 光伏并网逆变器集群的谐振原因及其抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 418-425.
SUN Zhen'ao, YANG Zilong, WANG Yibo, et al. The cause analysis and suppression method of resonances in clustered grid-connected photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 418-425.
- [9] 胡伟, 孙建军, 马谦, 等. 多个并网逆变器间的交互影响分析[J]. 电网技术, 2014, 38(9): 2511-2518.
HU Wei, SUN Jianjun, MA Qian, et al. Interaction analysis of multiple paralleled grid-connected inverters[J]. Power System Technology, 2014, 38(9): 2511-2518.
- [10] RADWAN A A A, MOHAMED Y A R I. Stabilization of medium-frequency modes in isolated microgrids supplying direct online induction motor loads[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(1): 358-370.
- [11] TURNER R, WALTON S, DUKE R. A case study on the application of the nyquist stability criterion as applied to interconnected loads and sources on grids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2740-2749.
- [12] 陈新, 张昉, 王赞程. 基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4559-4567.
CHEN Xin, ZHANG Yang, WANG Yuncheng. A study of dynamic interaction between PV grid-connected inverters and grid based on the impedance analysis method[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4559-4567.
- [13] WANG X F, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.
- [14] 杨东升, 阮新波, 吴恒. 提高 LCL 型并网逆变器对弱电网适应能力的虚拟阻抗方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2327-2335.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A virtual impedance method to improve the performance of LCL type grid-connected inverters under weak grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2327-2335.
- [15] 马瑜, 邱苍宇, 张军明, 等. 全桥 DC/DC 变流器模块阻抗特性研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 42-46.
MA Yu, QIU Cangyu, ZHANG Junming, et al. Research on impedance characteristics of full bridge DC/DC converter modules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 42-46.
- [16] 李芬, 邹旭东, 邹云屏, 等. 并网 LCL 滤波的 PWM 整流器输入阻抗分析[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 97-103.
LI Fen, ZOU Xudong, ZOU Yunping, et al. Input impedance analysis of LCL-filter PWM rectifier connected to grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(1): 97-103.
- [17] WEN B, BOROVYEVICH D, MATTAVELLI P, et al. Influence of phase-locked loop on input admittance of three-phase voltage-source converters[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013: 897-904.
- [18] WEN B, BOROVYEVICH D, MATTAVELLI P, et al. Small-signal stability analysis of three-phase AC systems in the presence of constant power loads based on measured D-Q frame impedances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(10): 5952-5963.

收稿日期: 2015-10-01; 修回日期: 2016-05-11

作者简介:

黄长亮(1992-), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网, 多电平变换器的控制技术;

姜一鸣(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为微电网逆变器交互影响。E-mail: jymwhu@whu.edu.cn

(编辑 周金梅)