

LCL 型并网逆变器数字单环控制延时影响与稳定域分析设计

盘宏斌, 欧思程, 刘林海, 沈正斌

(湘潭大学控制研究所, 湖南省湘潭市 411105)

摘要: 数字控制可靠性高、控制灵活,但存在数字延时,改变了系统稳定性。在考虑计算、采样等数字延时情况下,采用直接数字法,建立 LCL 型并网逆变器离散精确数学模型,在连续域和离散域下,对网侧电流单环控制稳定性进行对比分析,说明数字延时改变对系统稳定性的影响,基于此在网侧电流单环反馈控制中设置数字延时为滞后一拍,主要分析滞后一拍情况下采样频率和谐振频率之比对稳定性的影响,得出其稳定的范围,同时对控制器参数进行了设计。仿真和实验证明了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 并网逆变器; 数字控制; 数字延时; 网侧电流单环

0 引言

并网逆变器作为分布式发电系统与电网的重要接口^[1],进行入网前电流波形和电流质量的控制,已经成为分布式发电系统的重要组成部分。与单电感滤波环节相比较,其 LCL 三阶滤波环节在相同的要求下,由于体积小、成本低、高频滤波效果好^[2-4],已经逐渐取代单电感滤波环节的地位,成为现今研究的热点之一。然而,LCL 滤波器本身会在谐振频率处产生谐振峰,为了消除谐振峰,维持电网运行的稳定性,国内外的专家和学者提出了无源阻尼方法^[5-7]和有源阻尼方法^[8-11]。无源阻尼方法增加额外的损耗,降低了效率;而有源阻尼方法算法较为复杂,且需增加多个信号采集传感器,成本较高,两者都有各自的缺点。

随着数字信号处理技术的日趋完善,由于数字控制相比较于模拟控制具有可靠性高、稳定性好、控制灵活等优点^[12-14],逆变器数字控制研究也成为专家和学者关注的问题。文献[15]建立了并网逆变器离散状态空间模型,采用极点配置的方法使系统达到稳定,未考虑采样、计算等数字延时。文献[16]采用间接数字控制的方法,从频域的角度出发设计控制器,然后对其进行离散化。文献[17]建立了考虑采样、计算延时环节的逆变器离散数学模型,未具体分析数字延时对系统稳定性的影响。文献[18]在考

虑数字延时影响的基础上,主要针对网侧电流单环控制下不同种类控制器的稳定边界进行讨论。文献[19]则主要讨论在逆变器侧电流单环控制下,数字延时的大小对系统稳定性的影响,并提出优化数字延迟大小的工程整定方法。

本文在考虑计算、采样等数字延时的情况下建立了并网逆变器离散精确数学模型,采用直接数字法对数字系统进行分析,在并网逆变器电流单环直接和间接控制^[20]中,相比较于逆变侧电流反馈控制的间接控制方法,需要功率因数补偿^[21]。本文采用网侧电流反馈单环控制,通过在连续域和离散域对比分析数字延时对其稳定性的影响,利用数字延时可以改变相角特性而不改变幅值增益。在采用网侧电流反馈控制中设定延迟时间为滞后一拍,通过固定谐振频率调整采样频率,主要分析使系统稳定的采样频率和谐振频率之比的范围,同时设计了控制器参数值范围。本文采用的网侧电流滞后一拍单环反馈数字控制的方法无需多余的传感器和阻尼电阻,既减小系统的额外损耗,也降低了成本,仿真和实验验证了本文所提方法的可行性。

1 并网逆变器离散精确数学模型建立

单相并网逆变器的拓扑结构图如图 1 所示。图中,T1 至 T4 为功率开关管, L_1, L_2, C 为并网逆变器三阶 LCL 滤波器电感和电容参数, R_1 和 R_2 分别为电感支路 L_1 和 L_2 等效的串联电阻和等效线路电阻之和, i_1 为逆变侧输出电流, i_2 为逆变器并网电流, i_c 为电容支路电流, u_1 为逆变桥输出电压, v_c 为电容支路的电压, u_s 为电网电压。

收稿日期: 2015-07-28; 修回日期: 2015-11-06。

上网日期: 2016-01-26。

国家自然科学基金资助项目(51577162);湖南省自然科学基金资助项目(14JJ5007)。

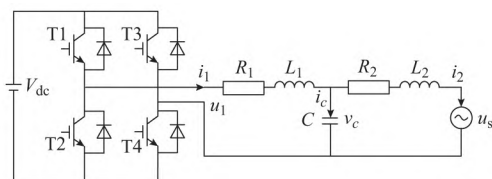


图1 单相并网逆变器拓扑结构图
Fig.1 Topology of single-phase grid-connected inverter

以电网电流 i_2 、电容电压 v_c 及电容电流 i_c 为状态变量,逆变器输出电压 u_1 为输入变量,电网电压为扰动变量,得到 LCL 滤波器状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

其中,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_2 \\ v_c \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 1 & \frac{1}{C} \\ \frac{R_2}{L_2} - \frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} - \frac{1}{L_2} & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix}$$

数字控制中虽然可以采取模拟化的方法,即在连续域下,根据系统的性能指标要求先对控制器进行设计,然后对控制器进行离散化。但这是一种近似的处理,数字控制延时和采样保持很难考虑进去,而且不能实现数字控制特有的控制策略,如无差拍控制等。因此,本文采用更好的“直接数字法”进行数学建模。首先,对考虑采样保持环节和广义控制的对象进行离散化,然后再对离散控制对象进行设计,直接数字法使控制模型更加准确,在保持稳定的同时得到更大的控制带宽。

以电网电流单环控制为例,并网逆变器数字单环离散控制模型框图如图2所示,图中, K_{PWM} 为逆变桥放大系数, i_2^* 为逆变器并网电流给定值, k 为延迟拍数, T 为采样周期,逆变器输出指令给定 m 、零阶保持器输出、延时环节 T_d ,以及控制器 $G_c(z)$ 都是离散域的,而电路部分是连续的,采用数字直接控制需对连续的控制对象进行离散化。

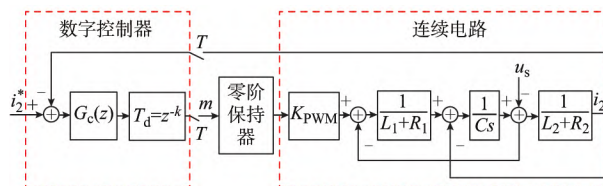


图2 并网逆变器离散控制模型框图
Fig.2 Model diagram of grid-connected inverter based on discrete control

将式(1)中的输入量改为 $\mathbf{u} = [m, u_s]^T$, 输入矩阵改为 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2]$, $\mathbf{b}_1 = [0, 0, K_{\text{PWM}}/L_1]^T$, $\mathbf{b}_2 = [-1/L_2, 0, 1/L_2]^T$, 并且忽略寄生电阻 R_1 和 R_2 , 指令信号 m 与逆变器输出电压 u_1 之间存在零阶保持器,在零阶保持器的情况下,对逆变器连续状态空间方程进行离散化,离散状态空间表达式为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{G} = \mathbf{e}^{\mathbf{A}T}$; $\mathbf{H} = \int_0^T \mathbf{e}^{\mathbf{A}t} \mathbf{B} dt$ 。

经计算得到各系数矩阵如下。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sin \omega_r T}{\omega_r L_2} & \frac{1 - \cos \omega_r T}{CL_2 \omega_r^2} \\ 0 & \cos \omega_r T & \frac{\sin \omega_r T}{\omega_r C} \\ 0 & -\omega_r C \sin \omega_r T & \cos \omega_r T \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} K_{\text{PWM}} \left(\frac{T}{L} - \frac{\sin T \omega_r}{\omega_r L} \right) & -\frac{T}{L} - \frac{L_1 \sin T \omega_r}{\omega_r L L_2} \\ \frac{2K_{\text{PWM}} \sin \left(\frac{\omega_r T}{2} \right)^2}{\omega_r^2 L_1 C} & \frac{2 \sin \left(\frac{\omega_r T}{2} \right)^2}{\omega_r^2 L_2 C} \\ \frac{K_{\text{PWM}} T \sin \omega_r T}{\omega_r L_1} & \frac{\sin \omega_r T}{\omega_r L_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $L = L_1 + L_2$, 为滤波器前后电感之和; $\omega_r = \sqrt{(L_1 + L_2)/(CL_1 L_2)}$, 为 LCL 型滤波器谐振频率。

输入量 u_s 作为系统的扰动量可以通过电网电压前馈进行消除,因此本文不予考虑。通过对离散状态表达式变换可以得到电网电流对逆变器输出指令 m 的离散传递函数如式(5)所示。

$$G_{i_2 m}(z) = \frac{a(z^2 + 2bz + 1)}{(z-1)(z^2 - 2\cos(\omega_r T)z + 1)} \quad (5)$$

$$a = \frac{K_{\text{PWM}}(\omega_r T - \sin \omega_r T)}{\omega_r L} \quad (6)$$

$$b = \frac{\sin \omega_r T - \omega_r T \cos \omega_r T}{\omega_r T - \sin \omega_r T} \quad (7)$$

2 网侧电流单环控制在连续域和离散域稳定性分析

2.1 并网逆变器网侧电流单环控制连续域稳定性分析

在连续域进行分析时,无需考虑数字控制延时,将逆变桥等效成比例环节,寄生电阻 R_1 和 R_2 忽略不计,电网电压作为扰动量输入,并网逆变器连续系统网侧电流单环控制框图如附录 A 图 A1(a)所示,根据式(1)状态空间方程,得到连续系统控制策略的开环传递函数如式(8)所示。

$$G_{i_2 \text{ open}}(s) = K_{\text{PWM}} G_c(s) \frac{1}{L_1 L_2 s^3 + L_1 s + L_2 s} \quad (8)$$

$G_c(s)$ 以比例控制为例,根据系统的开环传递函数绘制出系统的根轨迹如附录 A 图 A1(b)所示。由系统的根轨迹图可知,基于网侧电流的单环反馈控制根轨迹曲线向频域平面右半部分移动,所以系统是不稳定的。

2.2 数字延时对网侧电流单环控制离散域稳定性影响分析

在离散域进行分析时,由于数字控制系统的特点,数字控制中采样、计算等环节都会产生延时,根据第 1 节中 LCL 型并网逆变器离散化后的模型,在考虑了数字控制中采样、计算的延时基础上,建立了离散域基于网侧电流的数字单环反馈控制系统,其控制框图如图 3(a)所示。由控制框图可得到基于网侧电流的数字单环反馈控制策略的开环传递函数如式(9)所示。

$$G_{i_2 \text{ open}}(z) = \frac{i_2^*}{i_2^* - i_2} = G_c(z) z^{-k} \cdot \frac{a(z^2 + 2bz + 1)}{(z - 1)(z^2 - 2\cos(\omega_r T)z + 1)} \quad (9)$$

控制器 $G_c(z)$ 仍然以比例控制为例,根据网侧电流数字单环反馈控制的开环传递函数绘制系统的波特图,当数字控制系统在分别考虑不同的延时大小的情况下系统的波特图如图 3(b)所示。可以看出,当系统不考虑延时作用时,由于 LCL 型滤波器本身会产生谐振峰,系统在谐振频率处会产生 180° 的相角突变,如蓝色曲线所示,且幅值增益无穷大,存在一个正反馈效应,致使系统不稳定。而从幅频特性曲线可见,在谐振频率之前有幅频特性曲线处于 0 dB 以下的部分,即奈奎斯特曲线在相角突变前位于单位圆内,因此如果将相角交界频率提前到幅值小于 0 dB 的频率段,则系统可以获得正的幅值裕度。从紫色和绿色曲线可以看出,当网侧电流反馈数字控制系统在考虑 0.5 和 1 拍的情况下,延时环

节不会对系统的幅值增益带来任何影响,但可以增加系统的相移,减小系统 180° 穿越点的频率,使其 180° 交界点频率在幅值小于 0 dB 的范围,即奈奎斯特曲线在负实轴上的交点位于 $(-1, j0)$ 点的右边,能够使系统稳定。

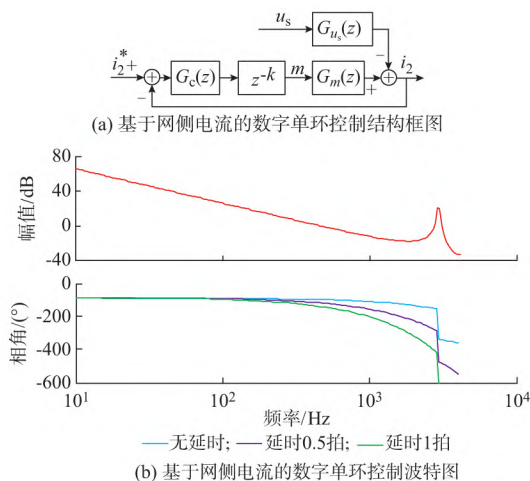


图 3 基于网侧电流的数字单环控制结构框图和波特图
Fig.3 Structure diagram and bode plots of digital single-loop control based on grid-side current

3 基于网侧电流滞后一拍单环反馈控制分析与设计

通过上节的分析可知,在考虑延时作用时,由于延时环节只改变系统相位特性的特点,能够使并网逆变器在网侧电流数字单环反馈控制下稳定运行。因此,本文考虑采样、计算延时滞后一拍控制进行分析与设计,即式(9)中 z^{-k} 的 k 取 1,通过式(9)的网侧电流单环控制的开环传递函数绘制系统在延时滞后一拍情况下的根轨迹图。

图 4 所示为几组典型 $\omega_r T$ 情况下系统的根轨迹图。

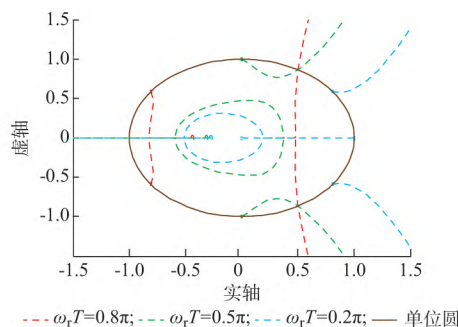


图 4 网侧电流滞后一拍单环反馈控制根轨迹图
Fig.4 Root locus of grid-side current single feedback control with one-step-delay

由图 4 可以看出,系统在网侧电流单环滞后一拍控制下存在系统根轨迹位于单位圆内,能够使系

系统稳定,同时结合系统的开环传递函数可知,在延时滞后一拍的情况下根轨迹图还与系统采样频率和谐振频率的比密切相关。当两种频率的比较小时,根轨迹曲线位于单位圆外,此时系统网侧电流单环滞后一拍控制是不稳定的;当两种频率的比较大时,系统的根轨迹位于单位圆内,此时系统是稳定的。

在式(9)中,令 LCL 滤波器的参数为 $L_1 = 1 \text{ mH}$, $L_2 = 4.5 \text{ mH}$, $C = 5 \text{ } \mu\text{F}$, 控制器 $G_c(z)$ 取比例控制,延时环节为一拍滞后,由式(9)可以绘制出基于网侧电流单环反馈数字控制系统在 $\omega_r T \in (0, \pi)$ 时闭环零、极点图的分布图。图 5 为系统在不同的 $\omega_r T$ 下的闭环零极点分布图,通过零、极点的分布及其趋势可以判定系统稳定与否。显然,在 $\omega_r T$ 取值较小时,无论比例控制的参数如何调节,系统的闭环极点处于单位圆外,系统不能稳定;而在 $\omega_r T$ 取值较大时,闭环极点位于单位圆内,系统可以稳定。由此可以得出系统在考虑延时滞后一拍的情况下,使系统稳定的采样频率和谐振频率比的要求为 $\omega_r T \in (\pi/3, \pi)$ 。

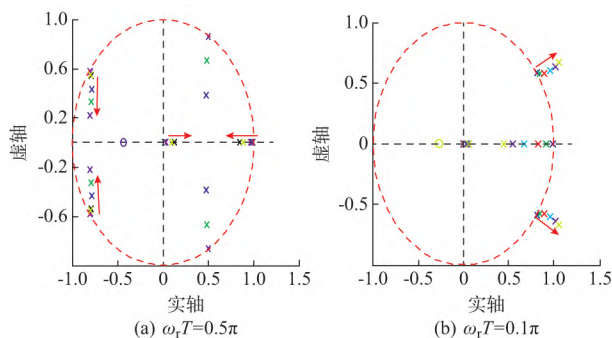


图 5 网侧电流反馈控制滞后一拍闭环零极点图
Fig.5 Zero-pole diagram of grid-side current feedback control with one-step delay

在系统采样频率和谐振频率比的范围为 $(\pi/3, \pi)$ 的情况下,系统的稳定条件取决于比例系数 k_p 的取值,从系统的频率响应特性出发,由欧拉公式令 $z = e^{j\omega T} = \cos \omega T + j \sin \omega T$ 代入式(9)系统的开环传递函数,其中 ω 为系统角频率,得到系统频率响应的表达式为:

$$\begin{cases} \text{Re}(G_{i_2 \text{ open}}(j\omega)) = \frac{k_p a (b + \cos \omega T) (2 \cos \omega T + 1) (1 - \cos \omega T)}{2 (\cos \omega T - \cos \omega_r T) (1 - \cos \omega T)} \\ \text{Im}(G_{i_2 \text{ open}}(j\omega)) = j \frac{k_p a \sin(\omega T) (b + \cos \omega T) (2 \cos \omega T - 1)}{2 (\cos \omega T - \cos \omega_r T) (1 - \cos \omega T)} \end{cases} \quad (10)$$

由奈奎斯特稳定判据可知,当系统在开环传递

函数不存在单位圆外的极点时,系统稳定的充要条件为奈奎斯特曲线不包围 $(-1, j0)$ 点^[22]。从式(9)可知系统开环传递函数不存在单位圆外的极点,而由式(10)虚部可知,系统在 $\omega_r T$ 分别为 $\pi/3, \pi$ 时,系统的奈奎斯特曲线与负实轴相交,根据奈奎斯特判据可知,奈奎斯特曲线不能够包围 $(-1, j0)$ 点,即奈奎斯特曲线的交点位于 $(-1, j0)$ 的右边,由此可以得到系统比例控制器参数 k_p 的取值范围如式(11)所示,同时为了保证系统控制的环境较宽,在系统稳定的条件下应尽量取 k_p 值较大使其动态性能更好。

$$\begin{cases} k_p < \frac{L \omega_r T (1 - 2 \cos \omega_r T)}{TK_{\text{PWM}} \omega_r T [\omega_r T (1 - 2 \cos \omega_r T) + \sin \omega_r T]} \\ k_p < \frac{2 L \omega_r T (1 + \cos \omega_r T)}{TK_{\text{PWM}} [2 \sin \omega_r T - \omega_r T (1 + \cos \omega_r T)]} \end{cases} \quad (11)$$

4 仿真和实验结果

4.1 仿真验证

为了验证以上理论分析的正确性,对其采取的控制策略进行仿真研究,利用 MATLAB 搭建基于网侧电流的反馈单环控制的仿真模型,仿真实验参数如下: $L_1 = 1 \text{ mH}$, $L_2 = 4.5 \text{ mH}$, $C = 5 \text{ } \mu\text{F}$, $R_1 = 0.05 \text{ } \Omega$, $R_2 = 0.05 \text{ } \Omega$, $V_{dc} = 400 \text{ V}$ 。

首先,使其仿真模型在连续的状态下运行,附录 A 图 A2(a)为连续系统下基于网侧电流的单环反馈控制仿真波形图。可以看出,电流波形呈现高频振荡的状态,此时系统处于不稳定的状态。然后,在考虑采样、计算延时一拍情况下,对系统进行离散化仿真验证,附录 A 图 A2(b)(c)为基于网侧电流的滞后一拍单环控制在采样频率和谐振频率之比 $\omega_r T$ 分别为 0.3π 和 0.5π 下的并网逆变器仿真波形图。可以看出,系统在 $\omega_r T = 0.3\pi$ 和 0.5π 情况下网侧电流波形逐渐稳定,畸变率逐渐变小,证明系统在此控制策略下可以稳定,与理论分析基本一致。

4.2 实验验证

本文搭建了一台单相并网逆变器,采用 TI 公司的数字信号处理器 (DSP) 控制芯片 TMS320F2812 完成检测和控制功能,主功率器件采用 4 个型号为 FGA15N120AN 的绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。并网逆变器的参数设置为 $L_1 = 1 \text{ mH}$, $L_2 = 4.5 \text{ mH}$, $C = 5 \text{ } \mu\text{F}$, $R_1 = 0.05 \text{ } \Omega$, $R_2 = 0.05 \text{ } \Omega$, 采用调压器经三相整流桥获得直流母线电压 $V_{dc} = 400 \text{ V}$, 直流侧的电容采用日立 HCGF5 系列,电解电容耐压值为 450 V , 电容值为 $2\ 200 \text{ } \mu\text{F}$ 。

采用交流接触器进行直接并网,实验样机系统照片见附录 A 图 A3。实验结果采用电能质量分析仪 FLUKE 进行观测。比例控制参数根据式(11)中 k_p 的取值范围分别取 22 和 12.5,设定并网逆变器谐振频率不变,通过改变系统的采样频率来调整谐振频率和采样频率之比。

图 6(a)为采样频率为 15 kHz, $\omega_r T = 0.3\pi$ 时网侧电流单环控制下的网侧电流波形图。图 6(b)为采样频率为 10 kHz, $\omega_r T = 0.5\pi$ 时电流单环控制下的网侧电流波形图。图 6(c)为 $\omega_r T = 0.5\pi$ 时网侧电流波形的谐波畸变率。可以看出,实验结果与理论分析具有一致性,并网逆变器网侧电流数字单环控制在设置延时为滞后一拍的情况下,通过改变系统采样频率,调整系统谐振频率和采样频率比在 $\omega_r T \in (0.3\pi, 0.5\pi)$ 范围时,系统能够保持稳定,且电流波形畸变率较小。

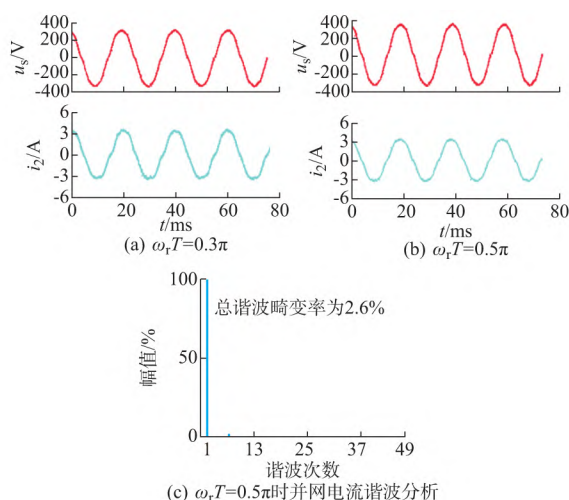


图 6 不同 $\omega_r T$ 下实验波形图及谐波分析
Fig.6 Experiment waveforms under different $\omega_r T$ and harmonic analysis

5 结语

本文详细分析了数字延时对并网逆变器稳定性的影响,由于延时环节只改变系统的相位特性,不改变幅值特性,可使系统保持稳定,因此设定基于网侧电流控制的延时环节为滞后一拍,主要讨论并分析采样频率和谐振频率之比对电流滞后一拍控制的稳定范围,同时对控制器参数进行了设计。

虽然网侧电流控制滞后一拍在固定谐振频率时,采样频率的选择与控制对象的频率特性、功率大小、信号带宽、控制目标及电网相关,具有一定的局限性,但此方法无需额外的传感器和阻尼电阻,不增加系统的额外损耗,且方法简单成本低,同时能保持电流波形畸变率较小,在中小功率并网逆变器具有一定工程应用价值。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 曾正,杨欢,赵荣祥.多功能并网逆变器及其在微电网中的应用[J].电力系统自动化,2012,36(4):28-34.
ZENG Zheng, YANG Huan, ZHAO Rongxiang. Multi-functional grid-connected inverter and its application in microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(4): 28-34.
- [2] TWINING E, HOLMES D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [3] 董密,罗安.光伏并网发电系统中逆变器的设计与控制方法[J].电力系统自动化,2006,30(20):97-102.
DONG Mi, LUO An. Design and control strategies of inverter for a grid-connected photovoltaic power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(20): 97-102.
- [4] 吴云亚,谢少军,阚加荣,等.逆变器侧电流反馈的 LCL 并网逆变器电网电压前馈控制策略[J].中国电机工程学报,2013,33(6):54-60.
WU Yunya, XIE Shaojun, KAN Jiarong, et al. A full grid voltage feed-forward control strategy with inverter-side current feedback for LCL grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 54-60.
- [5] 郭小强,邹伟扬,顾和荣,等.并网逆变器 LCL 接口直接输出电流控制建模及稳定性分析[J].电工技术学报,2010,25(3):102-109.
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, GU Herong, et al. Modelling and stability analysis of direct output current control for LCL interfaced grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 102-109.
- [6] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [7] WANG T C Y, YE Z H, SINHA G, et al. Output filter design for a grid-interconnected three phase inverter[C]// IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, June 15-19, 2003, Acapulco, Mexico: 779-784.
- [8] 沈国桥,徐德鸿.LCL 滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制[J].中国电机工程学报,2008,28(18):36-41.
SHEN Guoqiao, XU Dehong. Current control for grid-connected inverters by splitting the capacitor of LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 36-41.
- [9] 杨淑英,张兴,张崇巍,等.LCL 滤波电压源并网逆变器多环控制策略设计[J].电力系统自动化,2011,35(5):66-70.
YANG Shuying, ZHANG Xing, ZHANG Chongwei, et al. Strategy design of multiple feedback loop control for grid-connected voltage source inverter with LCL filter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(5): 66-70.
- [10] 赵强松,叶永强,徐国峰.分布式发电系统中并网逆变器的新型有源阻尼策略[J].电力系统自动化,2015,39(14):140-144.
DOI:10.7500/AEPS20141208009.
ZHAO Qiangsong, YE Yongqiang, XU Guofeng. A novel active damping control scheme for grid-connected inverter in

- distributed power generation system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(14): 140-144. DOI: 10.7500/AEPS20141208009.
- [11] 徐志英, 许爱国, 谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
- XU Zhiying, XU Aiguo, XIE Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 36-41.
- [12] 马茜, 戴瑜兴, 易龙强. 基于 DSP 的光伏并网发电系统软件锁相技术[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 99-102.
- MA Qian, DAI Yuxing, YI Longqiang. Software PLL of grid-connected PV power generation system based on DSP [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 99-102.
- [13] ZHANG X, SPENCER J W, GUERRERO J M. Small-signal modeling of digitally controlled grid-connected inverters with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3752-3765.
- [14] VAN DE SYPE D M, DE GUSSEMÉK, VAN DEN BOSSCHE A P, et al. Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters[C]// IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, June 20-25, 2004, Aachen, Germany: 4299-4305.
- [15] 侯朝勇, 胡学浩, 惠东. 基于离散状态空间模型的 LCL 滤波并网变换器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 8-15.
- HOU Chaoyong, HU Xuehao, HUI Dong. Control strategy of grid-connected converter with LCL filter based on discrete state-space model [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 8-15.
- [16] 王宝诚, 郭小强, 邬伟扬. 高性能并网逆变器数字控制技术研究[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(9): 49-51.
- WANG Baocheng, GUO Xiaoqiang, WU Weiyang. Digital control of high-performance grid-connected inverters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(9): 49-51.
- [17] 王凤岩, 任黎立, 许建平. 基于 F2812 的逆变器数字控制器的建模与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(2): 94-99.
- WANG Fengyan, REN Lili, XU Jianping. Modeling and design of digital controller for inverter based on F2812 [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(2): 94-99.
- [18] 殷进军. LCL 滤波并网逆变器的数字单环控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.
- [19] ZOU C, LIU B, DUAN S, et al. Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2014, 10(3): 1775-1784.
- [20] 吴卫民, 刘松培, 何远彬, 等. 单相 LCL 并网逆变器电流控制综述[J]. 电源学报, 2011(2): 51-58.
- WU Weimin, LIU Songpei, HE Yuanbin, et al. Overview of current control technique for single-phase grid-connected inverter with LCL filter [J]. Journal of Power Supply, 2011(2): 51-58.
- [21] 王要强, 吴凤江, 孙力, 等. 带 LCL 输出滤波器的并网逆变器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 34-39.
- WANG Yaoqiang, WU Fengjiang, SUN Li, et al. Control strategy for grid-connected inverter with an LCL output filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 34-39.
- [22] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 3 版. 北京: 国防工业出版社, 1998.

盘宏斌(1972—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 电能质量分析与控制、功率电子变换技术。E-mail: pan-hongbin@163.com

欧思程(1992—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向: 电力电子技术及其自动化装置。E-mail: 912283236@qq.com

刘林海(1991—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电力电子变换技术及应用。

(编辑 万志超)

Influence of Delay and Stable Domain Analysis and Design Based on Digital Single-loop Control of Grid-connected Inverter with LCL-filter

PAN Hongbin, OU Sicheng, LIU Linhai, SHEN Zhengbin
(Control Institute of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: Digital control cannot avoid control delay in spite of its high reliability and flexible control, which can change the stability of the system. A discrete accurate mathematical model of the LCL-typed grid-connected inverter is developed and the direct digital method is adopted with the digital delay elements such as computation, sampling taken into account. The system stability with single-loop control based on grid-side current is comparatively analyzed in continuous domain and discrete domain, which accounts for the influence of the digital delay on the system stability. Thus the stability influence of the frequency ratio range of the sample and resonance based on grid-side current control is mainly analyzed when the digital delay is set one-step delay and the frequency ratio range is obtained, meanwhile the parameters of the controller are designed. Simulation and experiment proves the correctness and effectiveness of the proposed method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51577162) and Hunan Provincial Natural Science Foundation of China (No. 14JJ5007).

Key words: grid-connected inverter; digital control; digital delay; grid-side current single-loop