

LCL 并网变流器反馈阻尼控制方法的研究

韩刚¹, 蔡旭^{1,2}

(1. 上海交通大学电气工程系风力发电研究中心, 上海 200240; 2. 海洋工程国家重点实验室, 上海交通大学, 上海 200240)

摘要: LCL 滤波器在提高并网变流器电流质量的同时, 却不可避免地引入了谐振和稳定性的问题。在讨论和研究了不同侧电感电流反馈控制方法的基础上, 针对并网侧电感电流反馈, 提出了通过协调优化数字控制系统中的采样频率与谐振频率的比值关系, 从而实现并网变流器的无阻尼控制的方法。针对并网变流器侧电感电流反馈控制方式, 提出了利用改进的高通滤波器来提取谐振分量进行滤波阻尼的控制方法。这两种 LCL 滤波器阻尼控制方法, 均不需要在主回路中增加额外的传感器, 设计过程简单、可靠性高, 便于工程实际应用。最后, 通过实验结果验证了理论分析的正确性以及控制方法的可行性。

关键词: 并网变流器; LCL 滤波器; 有源阻尼; 电流反馈; 高通滤波器; 无传感器

Study on feedback damping control methods of grid-connected inverter with LCL filter

HAN Gang¹, CAI Xu^{1,2}

(1. Wind Power Research Center, Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. State Key Laboratory of Ocean Engineering, School of Naval Architecture, Ocean and Civil Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: LCL filters have greatly improved the current quality of grid-connected inverters, however, the problems of resonance and stability are also brought in inevitably. In this paper, feedback control methods with two different side inductance currents are studied and discussed, respectively. Based on feedback control method with grid side inductance current, the paper proposes a no damping control method, in which optimal designing of the ratio relationship between sampling frequency and resonance frequency are used in the digital control system. For another, while the system adopts the feedback control method with inverter side inductance current, a filter damping control method is proposed, where the resonant component extracted by an improved high-pass filter is adopted. Both of the two methods can avoid using any additional sensor in the main circuit, not only the design procedure is simple, but the reliability is high, and it is convenient for the engineering applications. At last, experimental results show that the theoretical analysis is correct and the control methods are feasible.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2011AA05A104).

Key words: grid-connected inverter (GCI); LCL filter; active damping; current feedback; high-pass filter; sensorless

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)17-0072-07

0 引言

近年来, 随着能源危机的不断加深, 风能、太阳能、生物能等可再生新能源得到了前所未有的快速发展和广泛应用。大量分布式电力能源的并网接入, 对电网系统带来了大量的谐波污染。为了满足更加严格的并网准则, 减少流入电网电流中的高次谐波含量, 通常在变流器与电网之间接入无源滤波

器。考虑到加入滤波器后系统动态性、体积、重量及成本等因素, 更多的是采用 LCL 滤波器^[1-4]。尤其对于大功率 PWM 变流器, 为了减少系统的开关损耗, 开关管的开关频率一般设为 1.5~3 kHz。采用 LCL 滤波器的系统可以取得传统单电感滤波器所不能达到的动态性能效果, 在一定程度上可以降低成本和体积。此外, 与电网串联的后级并网电感还可以对电网并网冲击电流起到抑制作用。然而, 三阶 LCL 滤波器系统存在固有的谐振问题, 由于并网 PWM 变流器可被视作为一谐波发生单元, LCL 滤波器便有可能被它所产生的谐波电压所激励, 产

基金项目: 国家 863 计划项目 (2011AA05A104); 国家电网科技项目 (电网友好型大型风电场关键技术研究及示范) 资助

生谐振, 严重时可影响整个系统的稳定。为了减小谐振峰值, 保证整个系统的稳定运行, 需要有针对性地加入无源阻尼或者有源阻尼的控制策略。无源阻尼谐振抑制方法^[5-7], 又称为电阻阻尼法, 通常是在 LCL 滤波器的电感或者电容支路上串并联电阻来获得。这种方法简单实用, 可靠性高, 但却不可避免地会在电阻上带来额外的损耗, 因而此法仅适用于小功率和变换效率要求不高的场合。有源阻尼的方法, 则是通过增加采样反馈通道, 利用控制算法来模拟虚拟阻抗, 进而实现谐振的抑制^[8-12]。这类方法需要在原来的控制架构基础上增加额外的传感器, 硬件成本和控制复杂度相应增加, 系统的可靠性降低。尽管有文献研究了无传感器状态估计的有源阻尼方法^[13], 但这种估计方法依赖于精确的模型参数, 可靠性并不能得到保证。

本文首先建立了 LCL 并网变流器的数学模型, 分析比较了网侧电感电流反馈和变流器侧电感电流反馈控制方式的差异。针对网侧电感电流反馈控制, 提出了一种不需要进行阻尼控制的方法, 即仅通过协调优化数字控制系统中延时环节和采样频率的比值关系来保证谐振的抑制; 而针对变流器侧电感电流反馈控制方式, 提出一种利用高通滤波器来提取谐振分量进行滤波阻尼控制的方法, 并给出了相应的数字离散化实现方法。最后, 通过理论分析和实验结果证明了方法的有效性和正确性。

1 LCL 并网变流器的拓扑结构

LCL 并网变流器的拓扑结构如图 1 所示, 包括组成三相桥臂的 6 个功率开关管、直流母线电容和 LCL 滤波器。其中 LCL 滤波器由三部分组成: 电网侧电感 L_g 、滤波电容 $C_{f\Delta}$ 、变流器交流侧电感 L_i , R_g 、 R_i 分别为电感 L_g 、 L_i 上的杂散等效电阻; 滤波电容采用三角形接法, 满足关系 $C_{fY}=3C_{f\Delta}$, 与星接 LCL 滤波器相比, 三角接 LCL 滤波器滤波电容两端承受电压为电网线电压, 而达到同样的滤波效果电容值只需原来的 1/3。

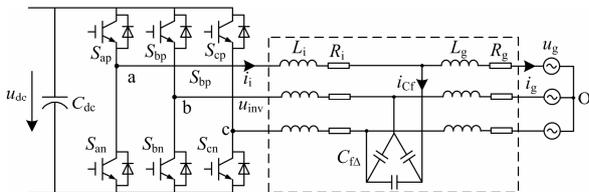


图 1 LCL 并网变流器的拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of GCI with an LCL filter

当电流内环采用 PI 调节器时, 为了实现电流的

无静差调节, 利用 Park 同步旋转坐标变换, 可得到两相同步旋转坐标系 dq 中的数学模型, 如式 (1) 所示。式中: i_{gd} 、 i_{gq} 和 i_{id} 、 i_{iq} 分别为流过网侧电感电流 i_g 和变流器侧电感电流 i_i 的 dq 轴分量; u_{Cfd} 、 u_{Cfq} 、 u_{invd} 、 u_{invq} 和 u_{gd} 、 u_{gq} 分别为交流滤波电容电压 u_{Cf} 、变流器桥臂输出电压 u_{inv} 和电网电压 u_g 的 dq 轴分量; ω_0 为电网额定角频率。

$$\left\{ \begin{array}{l} L_g \frac{di_{gd}}{dt} = -R_g i_{gd} + \omega_0 L_g i_{gq} + u_{Cfd} - u_{gd} \\ L_g \frac{di_{gq}}{dt} = -R_g i_{gq} - \omega_0 L_g i_{gd} + u_{Cfq} - u_{gq} \\ L_i \frac{di_{id}}{dt} = -R_i i_{id} + \omega_0 L_i i_{iq} - u_{Cfd} + u_{invd} \\ L_i \frac{di_{iq}}{dt} = -R_i i_{iq} - \omega_0 L_i i_{id} - u_{Cfq} + u_{invq} \\ C_{fY} \frac{du_{Cfd}}{dt} = -i_{gd} + i_{id} + \omega_0 C_{fY} u_{Cfq} \\ C_{fY} \frac{du_{Cfq}}{dt} = -i_{gq} + i_{iq} - \omega_0 C_{fY} u_{Cfd} \end{array} \right. \quad (1)$$

从上式可知, 在 dq 坐标系下电感电流 i_g 、 i_i 和滤波电容电压 u_{Cf} 存在 dq 轴变量的相互耦合项。实际上, LCL 并网变流器是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统, 这对实际系统的控制带来了一定的复杂度。

2 频率特性和稳定性分析

2.1 频率特性比较

为了便于分析, 图 2 给出单相 LCL 滤波器的等效电路图。

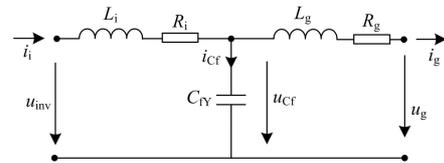


图 2 LCL 滤波器单相等效电路

Fig. 2 Single phase equivalent circuit of an LCL filter

可得, LCL 滤波器的数学模型表达式为

$$\begin{bmatrix} u_g \\ u_{inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{gg} & z_{gi} \\ z_{ig} & z_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ i_i \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} z_{gg} = -(sL_g + R_g + 1/sC_{FY}) \\ z_{ii} = sL_i + R_i + 1/sC_{FY} \\ z_{gi} = -z_{ig} = -1/sC_{FY} \end{cases} \quad (3)$$

电网电流到并网变流器桥臂输出电压的传递函数为

$$G_{LCLg} = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{z_{ig}}{z_{gi}z_{ig} - z_{gg}z_{ii}} \quad (4)$$

滤波电感电流到并网变流器桥臂输出电压的传递函数为

$$G_{LCLi} = \frac{I_i(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{z_{gg}}{z_{gi}z_{ig} - z_{gg}z_{ii}} \quad (5)$$

分别作出 G_{LCLi} 和 G_{LCLg} 的频率特性曲线如图 3 所示。从图中可以看出 G_{LCLi} 存在两个谐振峰值，第一个负的谐振点是由电网的电感 L_g 和滤波电容 C_{FY} 发生并联谐振造成的，谐振点为 $f_{res1} = 1/(2\pi\sqrt{L_g C_{FY}})$ 。因为并联谐振呈现阻抗很大，变流器侧电流 i_i 被强烈衰减；而第二个正的谐振点是由变流器侧电感 L_i 与 $L_g C_{FY}$ 滤波器发生串联谐振造成的，它与 G_{LCLg} 的谐振点重合，谐振点为 $f_{res2} = \sqrt{L_g + L_i}/(2\pi\sqrt{L_g L_i C_{FY}})$ 。串联谐振时电路阻抗很小，因而电流 i_i 和 i_g 都被放大，此时如果不加以控制，就有可能造成系统的不稳定。

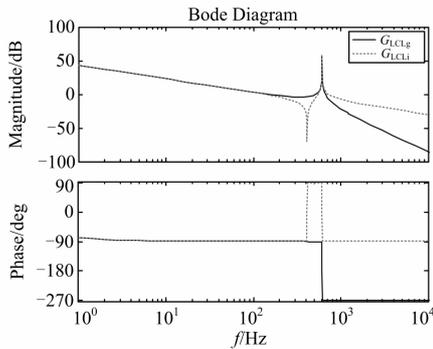


图 3 G_{LCLg} 和 G_{LCLi} 的频率特性曲线

Fig. 3 Bode plot of G_{LCLg} and G_{LCLi}

2.2 稳定性分析

在基于电网电压定向的矢量控制中，由于电容支路的增加，电流内环反馈方式的选择也有很多。常用的两种反馈控制方式为电网侧电感电流 i_g 反馈的直接电流控制策略和并网变流器侧电感电流 i_i 反馈的间接电流控制策略。 i_g 反馈可实现系统的单位功率因数运行，而 i_i 反馈便于直接监测功率开关器

件的电流信息，易于实现过流保护等。两种电流反馈控制方式下，电流内环的结构框图如图 4 所示。

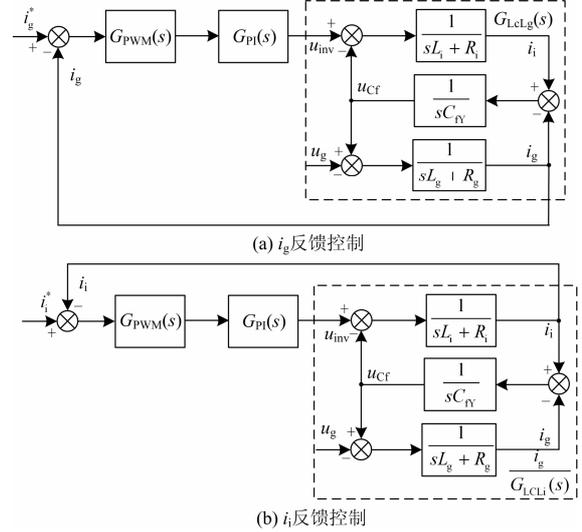


图 4 电流内环的结构控制框图

Fig. 4 Control structure blocks of current loop

图中 $G_{PI}(s)$ 表示电流内环 PI 控制器的传递函数， $G_{PWM}(s)$ 为考虑到数字控制系统中 CPU 计算时间和 PWM 脉冲更新输出时延在内的传递函数，表达式分别为

$$\begin{cases} G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} \\ G_{PWM}(s) = \frac{1}{1 + 1.5T_s s} \end{cases} \quad (6)$$

式中： K_p 为比例增益； T_i 为积分时间常数； T_s 为采样周期。根据框图可以得到电流内环离散化的开环传递函数为

$$H_{ol}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_{PI}(s) \cdot G_{PWM}(s) \cdot G_{LCLx}(s)}{s} \right\} \quad (7)$$

这里将其转换到离散域下进行分析，以便更加真实地表征实际的数字控制系统。 $G_{LCLx}(s)$ 代表表达式 $G_{LCLg}(s)$ 或者 $G_{LCLi}(s)$ ，分别作出两种电流反馈方式下，电流内环在离散域的根轨迹图，如图 5 所示。

从图 5 中可以明显的看出，若采用 i_i 反馈进行闭环控制，此时随着比例增益的增大，表征系统稳定性的根轨迹是向单位圆外发散的，这时仅进行 PI 控制器的参数调节是无法实现系统的稳定运行，必需加入其他反馈进行阻尼抑制。

相反，若采用 i_g 反馈进行闭环控制，由图可知，在一定范围内，合适的 K_p 参数可以实现系统的稳定运行，而此时不需要增加任何无源或有源的阻尼方法，从而简化了系统的复杂度，提高了整个系统的可靠性。

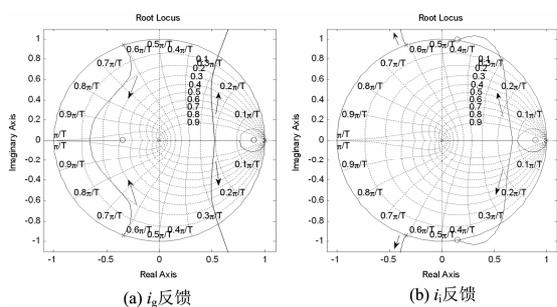


图 5 不同反馈下电流内环的离散域根轨迹

Fig. 5 Root locus of current inner loop under different feedback

3 反馈阻尼控制方法

滤波电容的引入增加了系统传递函数的极点, 使系统阻尼减少, 如果不加以控制有可能导致系统无法稳定运行。下面分别以并网变流器电流内环的反馈量为电网侧电感电流 i_g 和变流器侧电感电流 i_i 的情况进行分析。

3.1 网侧电流反馈无阻尼法

由上面的分析可知, 反馈电网侧电感电流 i_g 可以实现系统的稳定控制, 此时不需要加入任何阻尼措施。但是对于数字化控制系统来说, 此时采样频率的选择非常重要。一般来说, 采样周期越短, 对系统控制速度也就越快, 对系统的动态性能有好处; 但是采样频率太高反而会对系统的稳定性造成不利影响。尤其对于采用 LCL 滤波方式的变流器系统, 控制系统的采样频率与 LCL 滤波器的谐振频率存在着很大的关系。

定义采样频率与谐振频率比为 $d=f_s / f_{res2}$, 图 6 和图 7 分别给出了 d 取不同值时的电流内环根轨迹

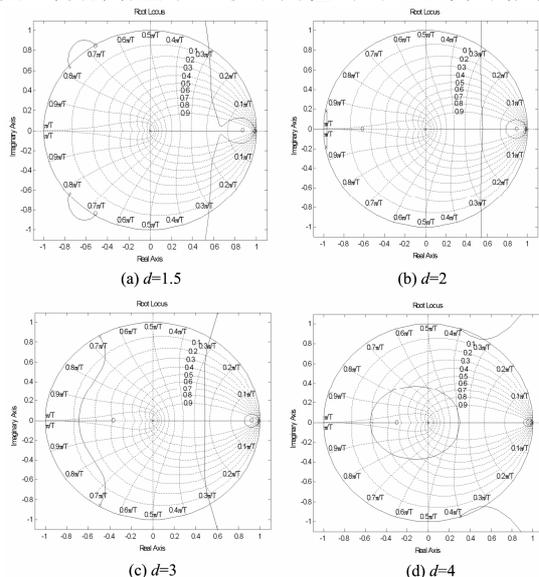


图 6 不同 d 下电流内环的根轨迹

Fig. 6 Root locus of current inner loop under different d values

与阶跃响应曲线图。从图 6(a)和图 7(a)中可以看出, 当 d 取 1.5 时, 系统是不稳定的, 因为此时系统采样频率过低, 谐振频率处的电流信息不能被准确地反馈到控制系统中, 因而无法进行有效的闭环控制; 为了使系统稳定运行, 将采样频率逐渐提高。如图 6(b)和图 7(b)所示, 当 d 取 2 时, 此时系统已经可以稳定运行, 但电流中存在的谐振分量较大, 若系统中有扰动存在, 极易引发谐振现象发生。

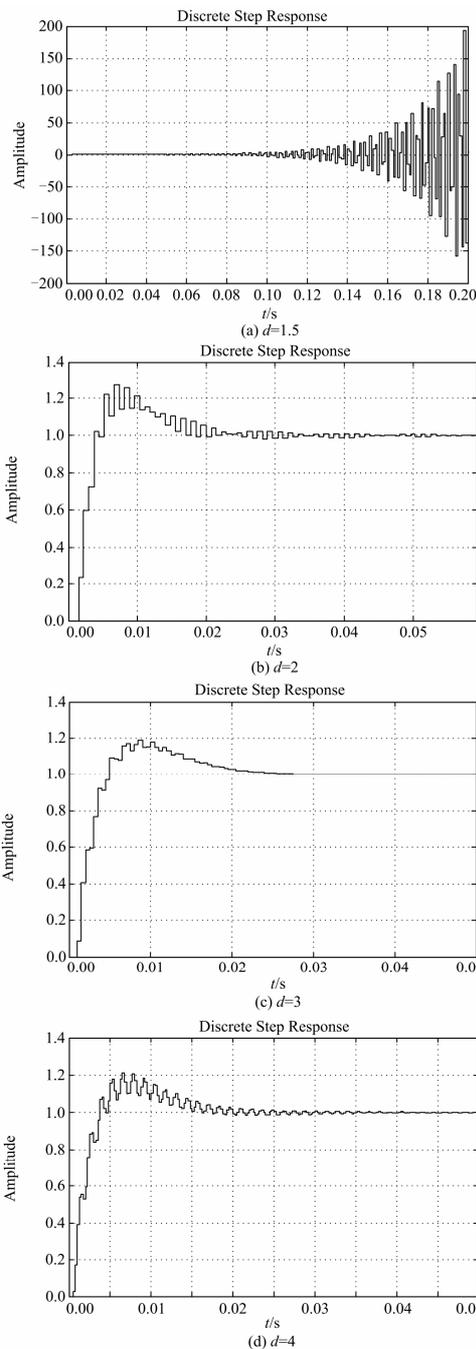


图 7 不同 d 下电流内环的阶跃响应曲线

Fig. 7 Step response curves of current inner loop under different d values

而当采样频率与谐振频率比值 d 为 3 时, 如图 6(c)和图 7(c)所示此时系统的稳定性能较好, 系统动态响应速度较快, 超调也相对较小。

进一步提高采样频率, 当 $d=4$ 时, 从图中可以看出, LCL 滤波器的高频分支距单位圆较近, 其稳定裕度降低, 从阶跃响应曲线图 7(d)来看, 此时系统虽然仍能够稳定运行, 但是响应速度变慢, 并伴有震荡发生, 此时系统的稳定性能大大降低。因此, 对于此 LCL 滤波的变流器系统, 采样频率与谐振频率的比值 d 取值约为 3 附近, 此时不需要增加额外的阻尼控制策略。本文的采样频率定为 2 kHz, 谐振频率约为 611 Hz, d 大约为 3.27, 控制效果较好。

3.2 变流器侧电流反馈滤波阻尼法

从上文的分析可知, 当电流内环采用变流器侧电感电流 i_i 进行反馈控制时, 系统是无法稳定运行的, 此时必须加入有源或者无源的阻尼方法。考虑到加电阻的无源阻尼会带来额外的损耗, 传统的有源阻尼方法需要增加额外的电压或者电流传感器, 本文提出了一种改进的滤波有源阻尼方法。

对 LCL 滤波器系统引入反馈环节 $F(s)$, 如图 8 所示。

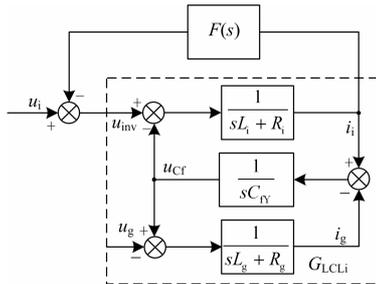


图 8 加入反馈环节后单相 LCL 结构框图

Fig. 8 Block diagram of an LCL filter with feedback element

忽略电感上的寄生电阻, 由式(5)可得, 系统的开环传递函数为

$$G_{LCLi} = \frac{L_g C_{FY} s^2 + 1}{L_g L_i C_{FY} s^3 + (L_g + L_i) s} \quad (8)$$

上式分母多项式中缺少 s^2 项, 根据赫尔维茨稳定判据可知系统是不稳定的, 通过选择合适的 $F(s)$ 可以保证系统稳定。选择 $F(s)$ 为二阶高通滤波器, 对应的传递函数为

$$F(s) = \frac{ks^2}{s^2 + \frac{1}{L_g C_{FY}}} = \frac{ks^2}{s^2 + \omega_c^2} \quad (9)$$

对应滤波器的截止频率考虑取为 $\omega_c=2\pi f_{res1}$ 。此

时考虑反馈环节 $F(s)$ 的 LCL 闭环系统的传递函数为

$$C(s) = \frac{G_{LCLi}(s)}{1 + G_{LCLi}(s)F(s)} = \frac{L_g C_{FY} s^2 + 1}{L_g L_i C_{FY} s^3 + kL_g C_{FY} s^2 + (L_g + L_i) s} \quad (10)$$

公式(10)所示的反馈环节在截止频率处具有无穷大的增益, 容易导致控制的不稳定, 在实际应用中, 采用改进的含有阻尼项的高通滤波器, 对应数学表达式为

$$F'(s) = \frac{k' s^2}{s^2 + 2\xi \omega_c' s + \omega_c'^2} \quad (11)$$

其中: ξ 为阻尼比; k' 为反馈系数; 截止频率同样取 $\omega_c' = 2\pi f_{res1}$ 。利用 Tustin 法 ($s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$) 进行离散化后, 改进型高通滤波器的数字离散化实现框图如图 9 所示。

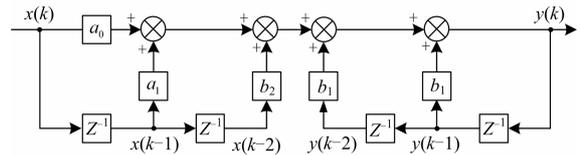


图 9 改进型高通滤波器离散化实现框图

Fig. 9 Implementation block diagram of discrete improved HPF

取反馈环节的系数 $k'=1$, 阻尼比 $\xi = 0.1$, 可得其数字离散化的方程为

$$y(k) = a_0 \cdot x(k) + a_1 \cdot x(k-1) + a_2 \cdot x(k-2) + b_1 \cdot y(k-1) + b_2 \cdot y(k-2) \quad (12)$$

其中系数: $a_0=0.6461$; $a_1=-1.2922$; $a_2=0.6461$; $b_1 = 0.7516$; $b_2=-0.8328$ 。

在采用变流器侧电感电流 i_i 进行反馈控制时, 滤波电容会消耗一定的无功电流, 因此需要对这一部分电流进行补偿, 以实现单位功率因数运行。忽略并网侧电感上的压降, 可近似认为电容电压等于电网电压, 因此可得滤波电容上消耗的有功和无功功率为

$$\begin{cases} P_c = 0 \\ Q_c = -\frac{3}{2} \omega_0 C_{FY} E_m^2 \end{cases} \quad (13)$$

式中, E_m 为电网相电压的峰值。因此 d 轴和 q 轴的补偿电流可表示为

$$\begin{cases} i_{cd} = 0 \\ i_{cq} = \omega_0 C_{FY} E_m \end{cases} \quad (14)$$

采用改进的高通滤波器进行滤波有源阻尼控制, 电流内环对应的控制实现框图如图 10 所示。利用高通滤波器将变流器侧电流 i_{id} 、 i_{iq} 中表征谐振分量的高频电流信息提取出来, 并从控制参考信号中将其滤除, 这样便可以保证变流器出口电压中不会含有谐振频率处的激励电压, 进而抑制了谐振现象的发生。

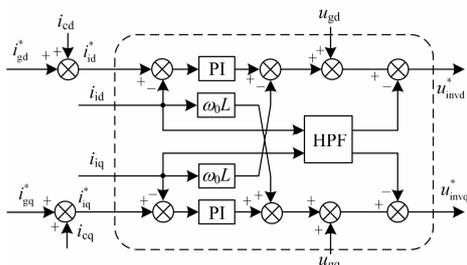


图 10 滤波有源阻尼控制框图

Fig. 10 Control block diagram of filtering active damping

4 实验分析

为了验证上述理论分析的正确性, 搭建了一套三相 LCL 并网 PWM 变流器样机, 并进行了相关的实验验证, 变流器样机采用图 1 所示的结构。主电路参数: 交流侧输入线电压有效值为 380 V, 额定频率为 50 Hz, 直流母线电容为 18 800 mF, LCL 滤波器的参数为 $L_g=0.6$ mH, $C_{f\Delta}=83$ μ F, $L_i=0.5$ mH, 直流侧负载电阻为 4.8 Ω 。在实际的控制过程中, 开关频率设定为 2 kHz, 死区时间为 3 μ s。实验中并网 PWM 变流器运行在整流器模式, 直流母线控制电压定为 600 V。

主控制器采用 DSP+FPGA 的架构, FPGA 首先实现变流器模拟数据信号的采集, 转换成数字信号后由 DSP 进行数字滤波处理, 经过网侧算法控制计算, 将相应的控制脉冲占空比发送至 FPGA。最后, 由 FPGA 根据占空比信息来生成 6 路 PWM 脉冲, 这种控制架构, 可有效地结合 DSP 和 FPGA 各自的优势, 实现数字化快速控制。

采用网侧电感电流反馈无阻尼控制时, 并网 PWM 变流器稳定运行的实验波形如图 11 所示, 这种情况下没有加入其他的阻尼措施, 采样频率与谐振频率的比值 d 约为 3.27。从图中可以看出, 此时采用网侧电流反馈可实现无阻尼控制, 网侧电流波形稳定。较变流器侧电感电流 i_i , 网侧电感电流 i_g 的高频谱波分量大大降低, 也验证了 LCL 滤波器较好的高频滤波效果。

图 12 给出了变流器侧电流反馈时滤波有源阻尼控制的实验波形, 设计的高通滤波器的反馈系数

k' 值取 1, 阻尼比 ζ 取 0.1。从图中可知, 通过加入滤波阻尼环节, 并网 PWM 变流器运行稳定, 直流母线输出电压为设定值 600 V, 母线电压控制稳定。电网线电压 u_{ab} 与对应的相电流 i_{ga} 波形相差 30° , 即通过 q 轴电流给定的补偿, 实现了高功率因数运行。

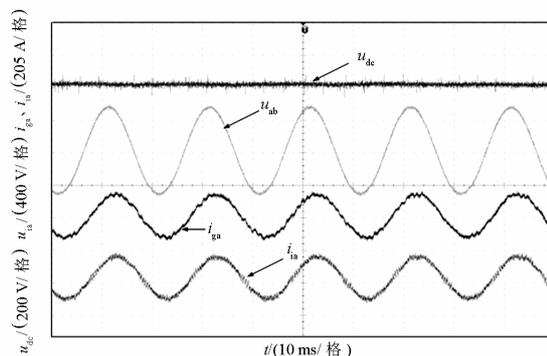


图 11 网侧电流反馈无阻尼控制实验波形

Fig. 11 Experimental waveform of no damping control with grid side current

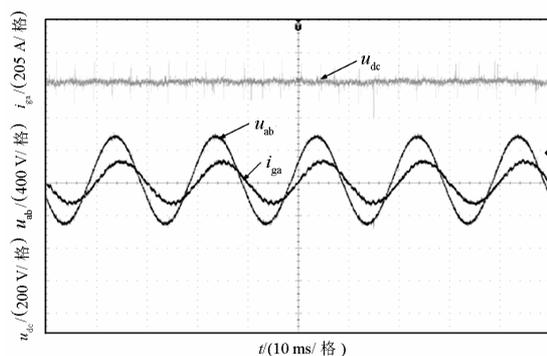


图 12 变流器侧电流反馈滤波有源阻尼控制实验波形

Fig. 12 Experimental waveform of filtering damping control with inverter side current

5 结论

由于数字化控制系统中存在 CPU 计算和 PWM 脉冲更新的延时时间, 导致 LCL 并网变流器采用 LCL 不同侧电感电流反馈控制方式时, 系统是否能够稳定运行的结果存在差异。当系统采用网侧电感电流反馈的直接控制策略时, 通过协调优化控制系统中采样频率和 LCL 谐振频率的比值关系, 可实现不需要额外阻尼策略的无阻尼稳定控制; 当系统采用变流器侧电感电流反馈的间接控制策略时, 需要加入无源或者有源的阻尼方法。通过设计改进的高通滤波器将参考控制电压中的高频谐振分量滤除, 可以实现 LCL 并网变流器系统的滤波阻尼控制, 省

去了多余的传感器,增加了整个系统的可靠性。实验结果证明了理论分析的正确性。

参考文献

- [1] LISERRE M, BLAABJERG F, TEODORESCU R. Grid impedance estimation via excitation of LCL-filter resonance[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2007, 43(5): 1401-1407.
- [2] 王玉斌, 陈建良. 基于 LCL 滤波器的并网/独立双模式控制高性能逆变器的设计与并联技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 110-114, 120.
WANG Yu-bin, CHEN Jian-liang. High performance LCL-based utility-interactive inverter design and parallel applications[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 110-114, 120.
- [3] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.
LIU Fei, ZHA Xiao-ming, DUAN Shan-xu. Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 110-116.
- [4] 戴训江, 晁勤. 单相光伏并网逆变器固定滞环的电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(20): 12-17.
DAI Xun-jiang, CHAO Qin. Current control of constant hysteresis band for single phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(20): 12-17.
- [5] DAHONO P A. A control method to damp oscillation in the input LC filter[C] // Power Electronics Specialists Conference, 2002(4): 1630-1635.
- [6] LISERRE M, DELL'AQUILA A, BLAABJERG F. Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions[C] // Industry Applications Conference, 2002: 1181-1188.
- [7] 李欣然, 郭希铮, 王德伟, 等. 基于 LCL 滤波的大功率三相电压型 PWM 整流器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 79-84.
LI Xin-ran, GUO Xi-zheng, WANG De-wei, et al. Research and development of high-power three-phase voltage source PWM rectifier with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 79-84.
- [8] SERPA L A, PONNALURI S, BARBOSA P M, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2007, 43(5): 1388-1400.
- [9] 黄攀雄, 徐保友, 沈玲菲, 等. LCL 并网逆变器新型电流双闭环控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(17): 1-5.
HUANG Zhi-xiong, XU Bao-you, SHEN Ling-fei, et al. New current double closed loop control strategy of LCL grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(17): 1-5.
- [10] TEODORESCU R, BLAABJERG F, BORUP U, et al. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004(1): 580-586.
- [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入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
XU Zhi-ying, XU Ai-guo, XIE Shao-jun. 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] 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.
- [13] 张学广, 刘义成, 王瑞, 等. 一种新型的 PWM 变换器 LCL 滤波器有源阻尼控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 188-192.
ZHANG Xue-guang, LIU Yi-cheng, WANG Rui, et al. A novel active damping control strategy for PWM converter with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10): 188-192.

收稿日期: 2013-11-28

作者简介:

韩刚(1985-), 男, 博士研究生, 研究方向为全功率风力发电及其控制技术; E-mail:henryhangang@163.com

蔡旭(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能电网技术、大功率电力电子、新能源接入技术等。