

DOI: 10.3969/j.issn.1000-1026.2012.19.018

LCL 滤波并网逆变器的鲁棒电流控制

许津铭, 谢少军, 黄如海

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 210016)

摘要:采用 LCL 滤波器可以有效地滤除并网逆变器的开关频率次谐波,但是进网电流易产生谐振,闭环设计困难。加权平均的电流控制方案实现了降阶的系统闭环设计,较为简便,但是进网电流中存在依赖于非理想因素的欠阻尼共轭极点,影响谐振频率次谐波抑制效果,系统带宽受限。文中提出将有源阻尼控制同电流加权控制有机结合以克服上述问题。对比分析了电流加权控制、结合无源阻尼的电流加权控制及结合有源阻尼的电流加权控制的特性,对控制的鲁棒性进行了研究。研究表明,结合有源阻尼的电流加权控制可实现更优的鲁棒性,进一步改善了系统闭环控制特性,且设计简便。

关键词:并网逆变器;滤波器;电流控制;有源阻尼;鲁棒性

0 引言

并网系统中,采用 LCL 滤波器可以较好地滤除进网电流中的开关频率次谐波,但高阶滤波器降低了系统阻尼,进网电流可能产生无阻尼谐振,危及并网逆变器的安全及稳定运行。采用无源或者有源阻尼方法可以抑制谐振频率次谐波,实现系统稳定运行。其中,在滤波器中串联或并联电阻的无源阻尼方案可实现系统阻尼特性的改善,但会带来损耗问题^[1-2]。通过适当的控制算法改善阻尼特性的有源阻尼方案不会带来额外的损耗,但控制算法的选择有一定的难度。

已有的有源阻尼方案的基本思想是通过在前向通路上附加一对零极点将谐振极点吸引至稳定区域^[3-4],或利用附加的反馈控制^[5]增加谐振极点的阻尼。文献[4]的研究表明,前向通路中附加零极点的控制策略中,零极点的放置需靠近 LCL 谐振极点,方法的有效性依赖于精确的系统模型。文献[5]的研究表明,对系统中多个变量的反馈控制均可实现有源阻尼控制。已有的有源阻尼方案包括基于电容电流^[6-9]、电容电压^[9-11]、网侧电感电压^[12]、逆变器侧电感电压^[13]的单变量反馈方案,以及采用多状态变量组合的控制方案^[14-15]等。这些控制方案的电流控制效果比较好,但闭环系统中控制器参数较多且相互耦合,如何有效进行闭环设计仍处于研究中。

文献[16]提出了一种控制方法,按照一定比例分裂滤波电容,对两电容之间的电流进行闭环控制,其实质是 2 个电感电流的加权组合控制^[17]。该方法实现了闭环控制的降阶,避开了谐振极点对闭环设计的影响,简化了控制器的设计。但是,该方案的加权组合依赖于系统参数,电感参数不匹配等均会影响方案的有效性。另外,虽然该方案中调节器的设计避开了滤波器谐振现象,但是进网电流中仍存在一对谐振极点^[7],不利于系统安全及进网电流中谐振频率次谐波的抑制。文献[17]在滤波电容支路中串联电阻实现了进网电流谐振极点的阻尼控制,同时,在一定程度上改善了系统参数不匹配时的鲁棒性,但串联电阻对系统效率及开关频率次谐波的抑制造成不良影响。

本文分析并讨论了电流加权控制方案的组合电流及进网电流特性。针对采用加权控制方式时,进网电流中仍存在一对依赖于系统非理想因素的欠阻尼共轭极点而限制系统带宽的问题,研究了加权电流控制同有源阻尼控制结合的新型控制策略。对比分析了文献[16-17]以及本文提出的改进电流控制方案的控制特性(包括系统控制的鲁棒性)。理论分析及实验结果均表明,改进的电流控制技术具有优良的控制特性并且实现简便。

1 LCL 滤波器模型

图 1 所示为采用 LCL 滤波的单相并网逆变器,其滤波器由逆变器侧电感器 L1、滤波电容器 C1 及网侧电感器 L2 组成。

收稿日期: 2011-08-22; 修回日期: 2012-02-27。

国家自然科学基金资助项目(51077070);江苏省科技支撑计划资助项目(BE2010188)。

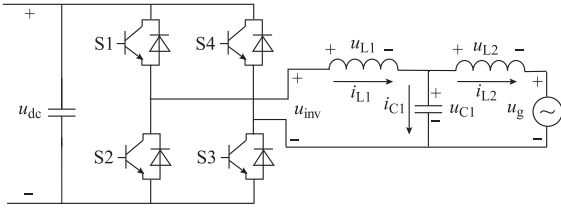


图1 单相LCL滤波并网逆变器
Fig.1 Single-phase grid-connected inverter with LCL filter

根据基尔霍夫定律,LCL滤波器数学模型如式(1)所示。

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + r_1 i_{L1} = u_{inv} - u_{C1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + r_2 i_{L2} = u_{C1} - u_g \\ C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: r_1 和 r_2 为滤波电感的等效串联电阻; L_1, L_2, C_1 分别为 L_1, L_2, C_1 的值。

该三阶滤波器在式(2)所示的谐振频率 f_{res} 处产生谐振,采用进网电流直接闭环控制时,需要将谐振峰抑制到0 dB以下以保证系统稳定^[16],这意味着系统带宽较小,闭环响应及抗干扰性较差。

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \quad (2)$$

式中: ω_{res} 为谐振角频率。

另外,虽然滤波元件等的寄生电阻会为系统带来一定的阻尼效果^[4],但是逆变输出电压至进网电流的幅频特性(见附录A图A1)中仍存在较大的谐振尖峰,因此,为简化分析,后续研究中忽略该寄生电阻。作为分析算例,本文研究的滤波器参数设计值为: $L_1 = L_2 = 1$ mH, $C_1 = 10$ μ F。

2 控制方案

本节首先分析文献[16-17]中电流控制方案的基本原理,在此基础上提出一种结合有源阻尼控制的改进方案,以进一步改善系统控制性能。

2.1 电流加权控制方案

分裂电容电流控制方案^[16]可等效为如图2所示的电流加权控制方案(记为方案1),对电网电流与部分电容电流 ki_{C1} 相加得出的组合电流 i_f 进行比例积分(PID)控制,并采用前馈补偿实现对电网的抑制。为简化分析,忽略全桥逆变的延迟,将其等效为比例环节。图2中: k_P 和 k_I 分别为比例和积分系数; i_{ref} 为参考电流; k_g 为电网电压前馈补偿系数。

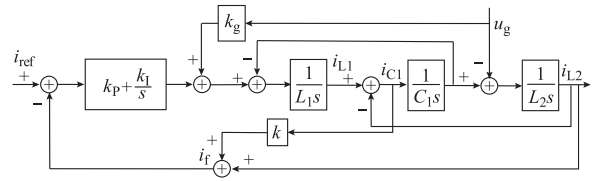


图2 电流加权控制方案
Fig.2 Current weighted-average control scheme

在理想电网情况下电网中无谐振频率次谐波,即 $u_{g_res} = 0$,其中,下标“_res”表示谐振频率处的谐波成分。网侧电感电压与滤波电容电压的谐振频率次谐波含量一致;将式(1)化简并进行拉普拉斯变换(设电流在初始状态下为0),同时考虑组合电流 i_f 中无谐振峰的实现,得出如下方程组:

$$\begin{cases} u_{C1_res} = u_{L2_res} \\ u_{C1_res} C_1 s = i_{C1_res} \\ u_{L2_res} = i_{L2_res} L_2 s \\ k i_{C1_res} + i_{L2_res} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)中前3个式子代入最后一个等式,并代入 $s = \pm j\omega_{res}$,可以得出:

$$k = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad (4)$$

式(4)即为实现组合电流中无谐振峰的条件。2个电流的适当组合抵消了谐振极点,避开了滤波器谐振频率的影响,实现了降阶控制,为闭环设计带来了方便,易于提高系统带宽以改善系统响应。

但是,由上述分析过程可以明显看出,如果不能保证式(4)成立,即无法实现部分电流反馈系数与电感参数的精确匹配,组合电流中必定仍然产生谐振频率分量。两滤波电感参数的实际值与设计值的偏差、电网的阻抗等都会使分裂电容电流控制的谐振阻尼效果不理想^[17]。另外,即使能精确匹配参数实现组合电流的谐振抑制,由于该方案是一种间接的电流控制方案,并不能消除最终控制目标,即进网电流中的谐振分量^[7]。

由于进网电流可能出现谐振,为实现进网电流的稳定控制,系统带宽、调节器参数受到限制,系统的抗干扰性能、闭环响应特性均受到影响。采用PI控制外的其他控制策略,如基于谐振控制的谐波补偿策略,同样受到系统带宽的影响^[3]。因而,为改善系统的闭环响应特性,电流加权控制方案中必须要采用抑制谐振的阻尼控制策略。

2.2 结合无源阻尼的电流加权控制方案

文献[17]的控制方案为如图3所示的结合无源阻尼的电流加权控制方案(记为方案2),图中, R_d 为阻尼电阻。

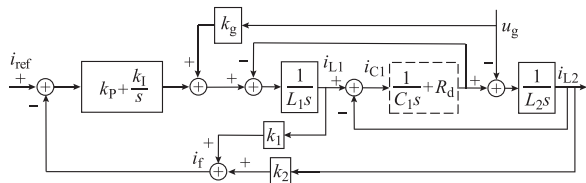


图 3 结合无源阻尼的电流加权控制方案
Fig. 3 Current weighted-average control scheme with passive damping

为进行统一分析比较,仍采用 PI 调节器。LCL 滤波器中的 3 个电流满足基尔霍夫电流定律,图 3 所示的电流加权组合方式如式(5)所示。比照图 2 的加权组合方式,并代入式(4),可以很容易得出加权系数 k_1 和 k_2 的大小,如式(6)所示。

$$i_f = k_1 i_{L1} + k_2 i_{L2} = k_1 i_{C1} + (k_1 + k_2) i_{L2} \quad (5)$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \\ k_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \end{cases} \quad (6)$$

方案 1 的谐振峰抑制效果仅依赖于系统寄生电阻等非理想因素,因而其谐振抑制能力较弱且鲁棒性较差。方案 2 在滤波电容支路中串联一个阻尼电阻实现了系统控制性能的改善,且该电阻相较于进网电流闭环控制下的电阻要小^[17]。

2.3 结合有源阻尼的电流加权控制方案

方案 2 虽然可以进一步改善系统性能,但是阻尼电阻的引入仍然会对系统产生不利影响,包括效率降低及开关频率次谐波增加等^[1-2]。

方案 2 需采样逆变器侧电感电流及电网电流,而两电流之差即为滤波电容电流,故可以考虑选择滤波电容电流反馈实现有源阻尼控制。文献[5-9]的研究表明,对滤波电容电流采用比例反馈可实现谐振抑制,这样仅需要增加一些控制算法(即对采样的两电流做差、乘以有源阻尼反馈系数 k_c 后加入调制波),与图 3 控制方案一样,仍然是采用逆变器侧和网侧电感电流传感器,无需增加额外的传感器,实现比较简便,如图 4 中虚线框所示。下文将这种结合有源阻尼的电流控制方案记为方案 3。

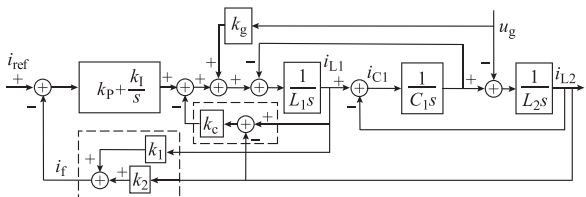


图 4 结合有源阻尼的电流加权控制方案
Fig. 4 Current weighted-average control scheme with active damping

3 控制方案的特性研究

本节针对方案 2 和 3,分别对组合电流、进网电流的控制特性(包括系统稳定性、幅频特性及鲁棒性)进行对比分析研究。

由梅森公式可以得出方案 2 和 3 下逆变器输出电压 u_{inv} 至组合电流的传递函数、基准电流 i_{ref} 至组合电流以及基准电流 i_{ref} 至进网电流的闭环传递函数,分别如式(7)一式(12)所示,其中,下标“_2”表示方案 2,下标“_3”表示方案 3,下标“_o”表示开环传递函数,下标“_c”表示闭环传递函数,式中各项系数见附录 B。

$$G_{u_{inv_2_o}}^{i_f} = \frac{k_1 L_2 C_1 s^2 + (k_1 + k_2)(R_d C_1 s + 1)}{L_1 L_2 C_1 s^3 + R_d C_1 (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (7)$$

$$G_{i_{ref_2_c}}^{i_f} = \frac{(k_p s + k_1)[k_1 L_2 C_1 s^2 + (k_1 + k_2)(R_d C_1 s + 1)]}{a_{0_2} s^4 + a_{1_2} s^3 + a_{2_2} s^2 + a_{3_2} s + a_{4_2}} \quad (8)$$

$$G_{i_{ref_2_c}}^{i_{L2}} = \frac{(k_p s + k_1)(R_d C_1 s + 1)}{a_{0_2} s^4 + a_{1_2} s^3 + a_{2_2} s^2 + a_{3_2} s + a_{4_2}} \quad (9)$$

$$G_{u_{inv_3_o}}^{i_f} = \frac{k_1 L_2 C_1 s^2 + 1}{L_1 L_2 C_1 s^3 + k_c L_2 C_1 s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (10)$$

$$G_{i_{ref_3_c}}^{i_f} = \frac{(k_p s + k_1)(k_1 L_2 C_1 s^2 + 1)}{a_{0_3} s^4 + a_{1_3} s^3 + a_{2_3} s^2 + a_{3_3} s + a_{4_3}} \quad (11)$$

$$G_{i_{ref_3_c}}^{i_{L2}} = \frac{k_p s + k_1}{a_{0_3} s^4 + a_{1_3} s^3 + a_{2_3} s^2 + a_{3_3} s + a_{4_3}} \quad (12)$$

3.1 系统稳定性分析

本文采用参数根轨迹方法研究系统稳定性。针对方案 2 和 3 系统闭环传递函数的特征方程,分别将其化为以 R_d 和 k_c 为变量的根轨迹方程进行研究,得到的根轨迹曲线见附录 C 图 C1。电流调节器参数为 $k_p=8, k_1=7100$ 。由图可知,在方案 2 中随着阻尼电阻的增大,谐振极点的阻尼逐渐增大,且系统均是稳定的,但是,无源阻尼电阻越大,对系统产生的不利影响越大^[1];另一方面,在方案 3 中随着有源阻尼反馈系数 k_c 的增大,谐振极点的频率减小,谐振极点阻尼先增大后减小(转折点为 $k_c \approx 19$), k_c 增大至大于临界值(约为 221)后系统不稳定。

需要说明的是,电流加权控制方案是对组合电流的反馈控制,而谐振峰在组合电流中很弱甚至是不存在的。也就是说,该谐振极点并未处于反馈环路内(无论是无源阻尼还是有源阻尼),参数设计时

只要实现较轻阻尼即可^[17]。本文的目的为对比分析方案 2 与方案 3,不对这一问题进行深入讨论。

有源阻尼反馈系数的取值范围很大,而实现轻阻尼时其值很小,可认为对系统稳定性不产生影响。根据本节给出的传递函数,考虑到 $a_{0,2}=a_{0,3}$, $a_{2,2}\approx a_{2,3}\approx L_1+L_2$, $a_{3,2}\approx a_{3,3}=k_P$, $a_{4,2}=a_{4,3}$,满足式(13)即可认为方案 2 与方案 3 实现相同的阻尼效果。根据式(13),以下研究中选择 $R_d=1, k_c=2$ 。

$$a_{1,2}=a_{1,3}\Rightarrow R_d(L_1+L_2)=k_cL_2 \quad (13)$$

3.2 幅频特性分析

3.2.1 组合电流幅频特性

组合电流的幅频特性如图 5 所示。由式(7)和式(10)可知,特征方程中谐振频率处共轭极点的阻尼均得到增加,但是方案 2 改变了组合电流的共轭零点,而方案 3 中该零点维持不变。很显然式(10)所示的传递函数中零点的作用必将更加显著。相似地,对比式(8)和式(11),结论相同。方案 3 更加有效地衰减了组合电流谐振频率处的幅值增益,更有利于组合量中谐振频率处谐波的抑制,可以更加有效地应对参数不匹配等带来的影响,进一步的分析见 3.3 节中关于鲁棒性的分析。

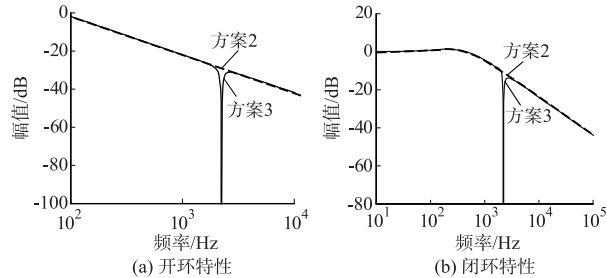


图 5 组合电流的幅频特性

Fig. 5 Amplitude-frequency characteristics of combination current

3.2.2 进网电流幅频特性

由于采用了阻尼控制,两方案均进一步抑制谐振峰;与方案 3 相比,方案 2 系统中多引入了一个零点,虽使阻尼有轻微的增加,但却使并网系统对高频区谐波的抑制能力减弱,而方案 3 下进网电流高次谐波仍然可以得到很好的抑制(见附录 C 图 C2)。

观察系统带宽增大,即电流调节器比例系数 k_P 增大时进网电流的响应,如图 6 所示。比例系数增大,系统带宽增大,谐振频率处的幅值增益也变大,系统对谐振频率处谐波干扰越敏感,这意味着进网电流中该频率次谐波电流呈现逐渐增大的趋势。该结论对方案 1,2,3 均成立,系统带宽受到谐振频率处谐波含量要求的限制,阻尼策略的引入可以克服该问题,进一步提高系统带宽。

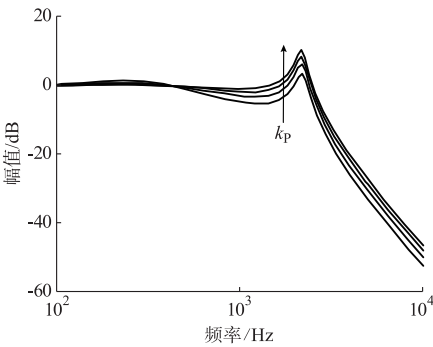


图 6 k_P 增大时进网电流闭环响应

Fig. 6 Closed-loop response of grid current when k_P increases

3.3 鲁棒性分析

已有文献关于鲁棒性的研究侧重于电网感抗变化下系统的控制性能^[3,14]。对于本文所述的几种电流加权控制来说,逆变器侧、网侧电感参数的不匹配(包括电感值和寄生电阻的不匹配及电网感抗 L_g 的存在)导致式(7)一式(12)所示的系统产生较大变化,控制的鲁棒性受到较大挑战。本节主要研究电网感抗 L_g 作用下,方案 2 和 3 的鲁棒性,分析中保持加权系数、调节器参数不变。

图 7 给出了考虑电网感抗(L_g 取为 L_2 的 20%)后组合电流的开环及闭环幅频特性曲线,阻尼策略的引入均提高了系统鲁棒性;但是如前所述,由于方案 3 中共轭零点的作用更为显著,该方案可以更好地抑制电网感抗导致的不利影响,实现了更优的电流控制。由式(9)和式(12)可知,相比于方案 1,阻尼策略的引入有效地抑制了谐振,方案 2 和 3 实现了相似的进网电流谐振峰抑制(见附录 C 图 C3)。

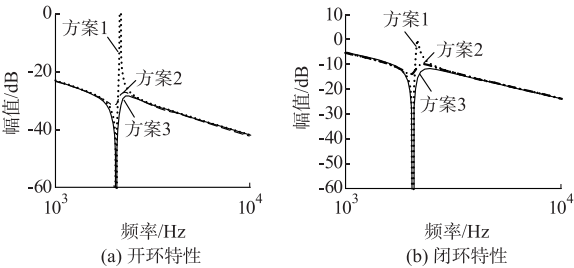


图 7 电网感抗作用下组合电流特性

Fig. 7 Characteristics of combination current considering grid inductance

总结来说,方案 3 具有如下特点:①有源阻尼不影响系统稳定性;②其仅实现了对谐振频率处谐波的进一步抑制,不影响其他频率处的系统响应;③该反馈控制实现了更优的鲁棒性。也就是说,有源阻尼反馈环节与电流闭环调节环节互不影响。方案 3 的闭环设计过程可描述为:类似于单电感并网系统,

根据系统带宽、稳态响应等要求设计电流调节器;依据需要设计轻阻尼的有源阻尼反馈。参数互不耦合,设计过程简单。

4 结合有源阻尼的电流加权控制实验研究

方案 1 和 2 在文献[16-17]中已经获得充分验证,本节主要验证电流加权控制方案中系统带宽的受限问题及提出的方案 3 的有效性。搭建了一台单相 LCL 滤波并网逆变器,参数为: $L_1=1\ 066\ \mu\text{H}$, $L_2=1\ 022\ \mu\text{H}$, $C_1=10\ \mu\text{F}$ 。实验条件为:直流侧电压 360 V,电网电压 220 V(频率 50 Hz),开关频率 10 kHz。加权系数为 $k_1=k_2=0.5$,即实验中参数存在一定的失配。

方案 3 中 $k_c=0$ (即方案 1), k_p 增大时的实验结果见附录 C 图 C4。由进网电流频谱可知, k_p 增大,低频谐波分量有所减小,但谐振频率次谐波含量呈现逐渐增大的趋势,故为满足单次谐波含量的要求,系统带宽受限。实验中,还出现了在不同时间段采用相同的系统参数进行的并网实验中,进网电流谐波含量存在差异的现象。观察频谱可发现,高次谐波分量的中心频率同式(2)得出的谐振频率存在微小差距,电网感抗等降低了系统抗干扰性。这同上文对方案 1 的控制特性的理论分析是一致的。方案 3 的实验结果见附录 C 图 C5。有源阻尼反馈抑制了进网电流中谐振频率处的谐波含量,保证了系统的响应。方案 3 可以实现系统带宽的进一步提高。需要说明的是,进网电流中存在的低频谐波电流可以通过谐振控制进行谐波补偿^[3,14,17]。

5 结语

针对 LCL 滤波并网逆变器加权电流控制下系统带宽仍然受限的问题,尝试了附加有源阻尼抑制谐振,从而进一步提高系统带宽的方法。其有利于促进加权组合方案的进一步应用,但仍需对进网电流中的低次谐波电流进行有效抑制。

附录见本刊网络版(<http://aeeps.sgepri.sgcc.com.cn/aeeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter based active rectifier[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2005, 41(2): 1281-1291.
- [2] 王斯然,吕征宇. 锂电池馈电并网系统进网电流谐波抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(19): 90-95.
WANG Siran, LÜ Zhengyu. A harmonics suppression method for lithium battery grid integration system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(19): 90-95.

- [3] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [4] DANNEHL J, WESSELS C, FUCHS F W. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 380-388.
- [5] 许津铭,谢少军,肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33.
- [6] 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.
- [7] 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 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.
- [8] 刘飞,段善旭,查晓明. 基于 LCL 滤波器的并网逆变器双环控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(增刊 1): 234-240.
LIU Fei, DUAN Shanxu, ZHA Xiaoming. Design of two loop controller in grid-connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(Supplement 1): 234-240.
- [9] DANNEHL J, FUCHS F W, HANSEN S, et al. Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected PWM converters with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2010, 46(4): 1509-1517.
- [10] YU T, CHOI S, KIM H. Indirect current control algorithm for utility interactive inverters for seamless transfer[C]// Proceedings of the 37th Power Electronics Specialists Conference, June 18-22, 2006, Jeju, Korea: 1-6.
- [11] MALINOWSKI M, BERNET S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1876-1880.
- [12] 王学华,阮新波,刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
WANG Xuehua, RUAN Xinbo, LIU Shangwei. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by background harmonics in grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 7-14.
- [13] 黄宇淇,姜新建,邱阿瑞. LCL 滤波的电压型有源整流器新型主动阻尼控制[J]. 电工技术学报, 2008, 23(9): 86-91.
HUANG Yuqi, JIANG Xinjian, QIU Arui. A novel active damping control scheme for a three-phase active rectifier with LCL-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(9): 86-91.
- [14] DANNEHL J, FUCHS F W, HANSEN S, et al. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25(9): 2320-2330.

- [15] 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.
- [16] 沈国桥, 徐德鸿. LCL 型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.
- [17] SHEN Guoqiao, ZHU Xuancai, ZHANG Jun, et al. A new

feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2033-2041.

许津铭(1987—), 男, 通信作者, 博士研究生, 主要研究方向: 功率电子变换技术. E-mail: xjinming01@163.com

谢少军(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 功率电子变换技术、航空电源。

黄如海(1987—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 功率电子变换技术。

A Robust Current Control Strategy for Grid-connected Inverters with LCL Filters

XU Jinming, XIE Shaojun, HUANG Ruhai

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: For grid-connected inverters, the switching frequency harmonics can be effectively attenuated through LCL filters, however, the grid current is easy to be resonated, which results in the difficulty in the system design. If the weighted average of the currents through two inductors is used for the feedback control, the high order control of LCL system is degraded to a low order one. In this way it is easy to obtain good system performance. However, there are still under-damped conjugate poles depending on the non-ideal factors in the grid current. The inhibitions of harmonics at the resonance frequencies are poor and the system bandwidth is limited. An idea of combining active damping and weighted current control together is proposed to overcome these difficulties. Besides, the control characteristics of the proposed method, including the robustness, are investigated and compared with those of the weighted current control with passive damping. The proposed control strategy can realize better robustness and further improve the system performance through a simple design procedure.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51077070) and Science and Technology Support Program of Jiangsu Province (No. BE2010188).

Key words: grid-connected inverters; filters; current control; active damping; robustness

附录 A

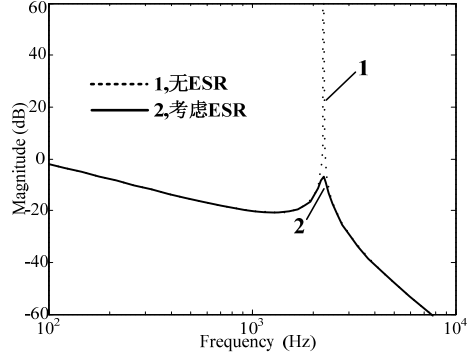


图 A1 进网电流幅频特性
Fig.A1 Amplitude-frequency characteristic of grid current

附录 B

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{0_2} = L_1 L_2 C_1 \\ a_{1_2} = R_d C_1 (L_1 + L_2) + k_p k_1 L_2 C_1 \\ a_{2_2} = L_1 + L_2 + k_i k_1 L_2 C_1 + (k_1 + k_2) k_p R_d C_1 \\ a_{3_2} = (k_1 + k_2) (k_p + k_i R_d C_1) \\ a_{4_2} = (k_1 + k_2) k_i \end{array} \right. \quad (B1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{0_3} = L_1 L_2 C_1 \\ a_{1_3} = k_c L_2 C_1 + k_p k_1 L_2 C_1 \\ a_{2_3} = L_1 + L_2 + k_i k_1 L_2 C_1 \\ a_{3_3} = (k_1 + k_2) k_p \\ a_{4_3} = (k_1 + k_2) k_i \end{array} \right. \quad (B2)$$

附录 C

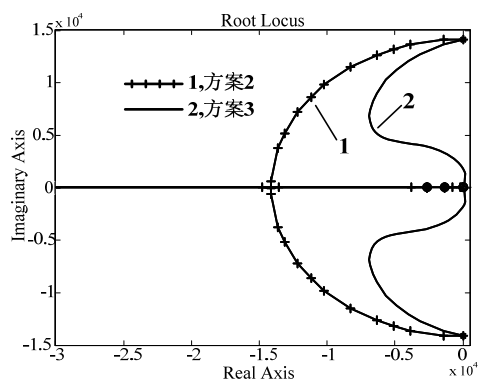


图 C1 两方案下参数根轨迹曲线
Fig.C1 Root locus curves under two control strategies

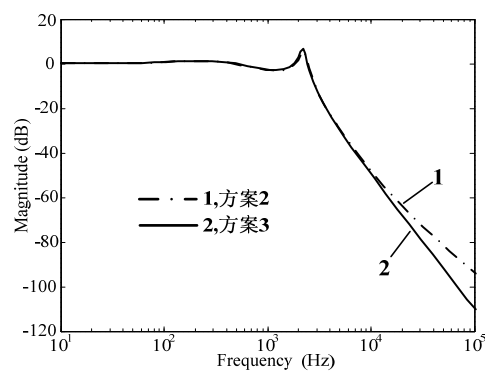


图 C2 进网电流的闭环幅频特性
Fig.C2 Amplitude-frequency characteristics of grid current

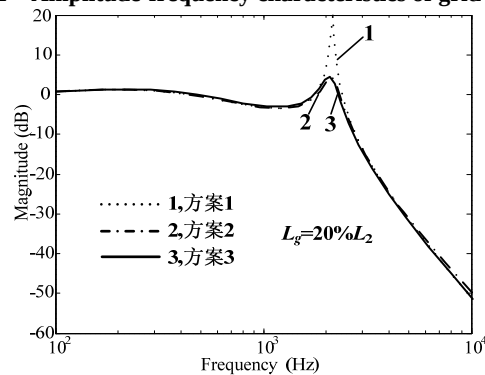


图 C3 电网感抗作用下进网电流特性
Fig.C3 Characteristics of grid current considering grid inductance

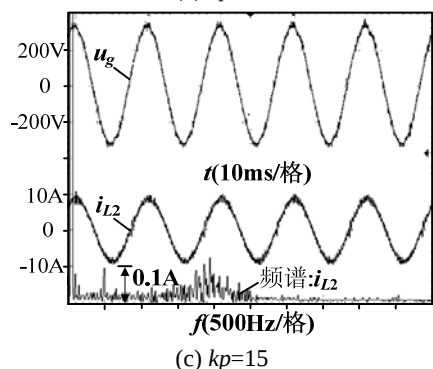
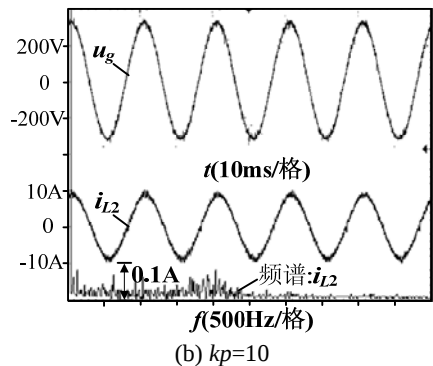
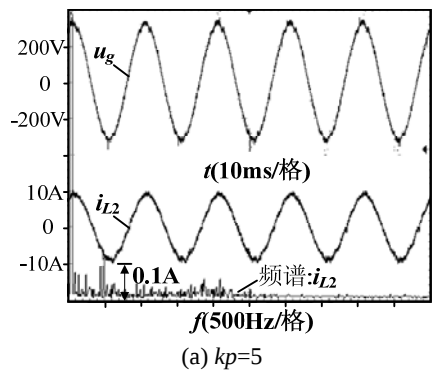
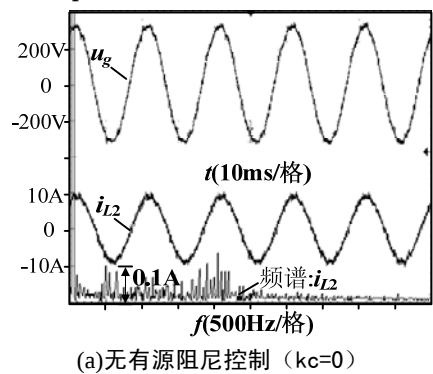
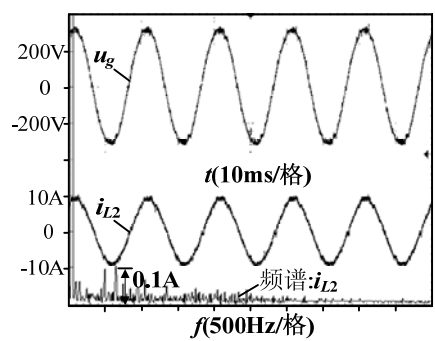


图 C4 比例系数增大时并网实验波形

Fig.C4 Experimental results with the increase of k_p





(b)有源阻尼控制 ($k_c=2$)

图 C5 方案 3 的并网实验结果($k_p=10$)

Fig.C5 Experimental results with the improved strategy