LCL型并网逆变器有源阻尼法的电容电流反馈系数设计

陈　鹏[1],张慧娟[2],姚爱芬[1]

(1.沧州交通学院电子与电气工程学院,河北 沧州 061199;
2.沧州交通学院计算机与信息技术学院,河北 沧州 061199)

摘　要：针对LCL型并网逆变器采用电容电流反馈有源阻尼法进行谐振抑制时反馈系数设计较为复杂的问题,提出一种实现简单、物理意义明确的电容电流反馈系数设计方法。首先,从阻尼比角度分析电容支路串联电阻和并联电阻两种无源阻尼方案之间的内在联系;其次,通过控制框图等效变换,分析电容电流反馈有源阻尼与上述无源阻尼方案之间的等效关系,从而建立电容电流反馈系数与无源阻尼电阻之间的联系;再次,推导电容电流反馈系数与LCL滤波器参数及PWM调制增益之间的关系,并依据工程中常用的无源阻尼电阻选取原则确定反馈系数;最后,通过Matlab/Simulink仿真对该方法进行验证。

关键词：LCL型并网逆变器;有源阻尼;电容电流反馈;反馈系数设计
中图分类号：TM464　　**文献标识码**：A

Design of capacitor current feedback coefficient for active damping method of LCL grid-connected inverter

CHEN Peng[1], ZHANG Huijuan[2], YAO Aifen[1]

(1.School of Electronic and Electrical Engineering, Cangzhou Jiaotong College, Cangzhou, Hebei 061199, China;
2.School of Computer and Information Technology, Cangzhou Jiaotong College, Cangzhou, Hebei 061199, China)

Abstract: A simple design method for capacitor-current feedback coefficients with clear physical significance is proposed to address the complexity of feedback coefficient design in LCL-type grid-connected inverters when capacitor-current feedback active damping is adopted for resonance suppression. First, the intrinsic relationship between two passive damping schemes—namely, series and parallel resistors in the capacitor branch—is analyzed from the perspective of damping ratio. Second, through equivalent transformation of the control block diagram, the equivalence between capacitor-current feedback active damping and the aforementioned passive damping schemes is examined, and consequently, the relationship between the capacitor-current feedback coefficient and the passive damping resistor is established. Third, the dependence of the capacitor-current feedback coefficient on the LCL filter parameters and the PWM modulation gain is derived, and the feedback coefficient is determined according to the commonly used passive damping resistor selection principle in engineering practice. Finally, the proposed method is validated through Matlab/Simulink simulations.

Key words: LCL grid-connected inverter, active damping, capacitor current feedback, feedback coefficient design

1　引言

随着新型电力系统建设不断推进,光伏、储能等新能源并网发电技术得到快速发展。并网逆变器作为新能源发电系统与电网之间的关键接口,其控制性能直接影响新能源电能的并网质量和系统运行稳定性。与传统L型滤波器相比,LCL滤波器具有更好的高频谐波衰减能力,因此在并网逆变器中得到了广泛应用[1]。然而,LCL滤波器本身具有低阻尼特性,在谐振频率附近容易产生明显的谐振尖峰,严重时可能导致并网电流振荡甚至系统失稳。因此,如何有效抑制LCL滤波器谐振成为并网逆变器研究的重要内容。

目前,LCL滤波器常用的谐振抑制方法主要包括无源阻尼法[2]和有源阻尼法[3]。无源阻尼法通常通过在LCL滤波器的电感或电容支路中引入实际电阻来增加系统阻尼。该方法结构简单、物理意义明确且易于实现,但实际电阻会产生额外功率损耗,尤其是在大功率并网逆变器中,其应用受到一定限制。有源阻尼法利用控制算法模拟阻尼电阻的作用,在不引入实际功率损耗的情况下改善系统阻尼性能。常见的有源阻尼方法包括虚

基金项目:沧州市科技计划自筹经费项目(23244101012)

拟电阻法、陷波器校正法以及双带通滤波器法等[4]。其中，基于电容电流反馈的虚拟电阻法具有实现结构简单、控制效果较好等特点[5-6]，在实际应用中较为广泛。

基于电容电流反馈的有源阻尼法通过检测滤波电容电流并将其反馈至控制环路，实现对LCL滤波器谐振特性的主动调节。然而，电容电流反馈系数的选取直接影响系统的阻尼效果及稳定性。现有研究针对反馈系数提出了不同的设计方法，并取得了一定效果，但部分方法涉及较为复杂的数学推导和参数整定过程，增加了工程应用中的设计与调试难度。

针对上述问题，寻找一种设计过程简单、物理意义明确且便于工程实现的电容电流反馈系数设计方法具有一定的实用价值。文献[7]分析了电容电流反馈法与电容串联电阻法之间的联系。在此基础上，本文进一步从阻尼比角度分析电容串联电阻和电容并联电阻两种无源阻尼方案之间的关系，并通过控制框图等效变换建立无源阻尼与电容电流反馈有源阻尼之间的对应关系。随后，利用工程中较为成熟的无源阻尼电阻设计方法推导电容电流反馈系数，从而简化反馈系数的设计过程，为LCL型并网逆变器有源阻尼参数设计提供参考。

2 LCL型并网逆变器谐振特性分析

2.1 主电路结构

LCL型并网逆变器的主电路结构如图1所示。

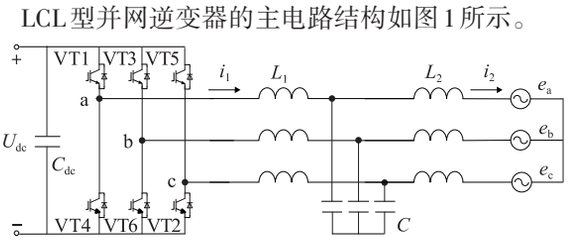


图1 LCL型并网逆变器主电路结构

图1中，U_{dc}为直流侧电压；C_{dc}为直流母线电容；VT1—VT6为逆变器的6个IGBT功率开关器件；L_1为逆变器侧电感；C为滤波电容；L_2为电网侧电感；i_1为逆变器侧电流；i_2为并网电流；e_a，e_b，e_c分别为三相电网电压。分析过程中忽略系统寄生参数及其他杂散参数的影响。

对于三相对称系统，可将LCL滤波器等效为单相电路，其结构如图2所示，其中u_i为逆变器输出电压。

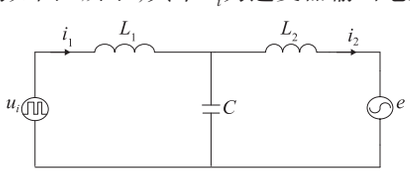


图2 LCL滤波器单相等效电路

2.2 LCL滤波器谐振特性分析

由图2可得，逆变器输出电压u_i到并网电流i_2的传递函数为：

$$G_{i_2u_i}(s)=\frac{i_2(s)}{u_i(s)}=\frac{1}{L_1L_2Cs^3+(L_1+L_2)s}=\frac{1}{L_1L_2Cs}\frac{1}{s^2+\omega_{res}^2} \quad (1)$$

式中，ω_{res}为LCL滤波器的谐振角频率。

由式(1)可知，在忽略电感、电容寄生电阻等阻尼因素的情况下，LCL滤波器表现为无阻尼三阶系统，在谐振频率附近容易产生明显的谐振尖峰。其谐振频率ω_{res}可表示为：

$$\omega_{res}=\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} \quad (2)$$

根据式(1)得到LCL滤波器的频率特性，其波特图如图3所示。

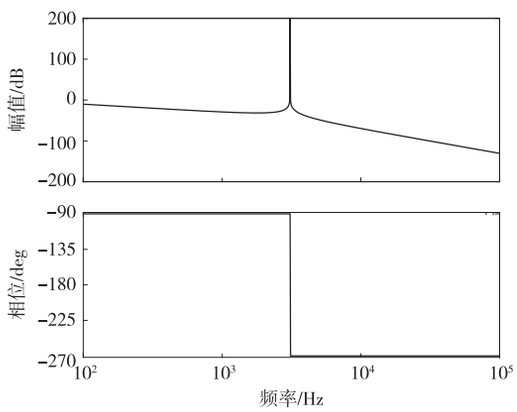


图3 LCL滤波器波特图

由图3可知，LCL滤波器在谐振频率附近存在明显的谐振尖峰，同时相位发生−180°跳变。该特性会降低系统的相位裕度，并可能对并网逆变器控制系统的稳定性产生不利影响[8]。

2.3 稳定性分析

根据反馈电流采样位置的不同，LCL型并网逆变器常采用逆变器侧电流反馈和电网侧电流反馈两种控制结构。本文以电网侧电流反馈控制结构为研究对象，其控制框图如图4所示。其中，$G_c(s)$为PI电流调节器，K_{PWM}为PWM调制增益。

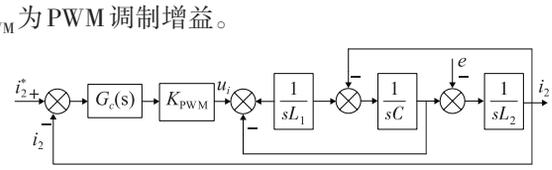


图4 基于网侧电流反馈的控制结构

根据式(1)可得到LCL滤波器的零极点分布，如图5所示。可以看出，在不考虑阻尼因素的情况下，LCL滤波器的共轭极点位于虚轴附近，系统阻尼不足，容易在谐振频率处产生持续振荡。因此，需要通过引入适当的阻尼措施改变系统极点分布，提高系统的稳定性。

3 无源阻尼法分析

无源阻尼法通过在LCL滤波器的电感或电容支路中串联或并联实际电阻，增加系统阻尼，从而抑制谐振。根据阻尼电阻在滤波器中的连接位置不同，可形成多种无源阻尼结构。在常见的无源阻尼方案中，电容并联电阻具有较好的阻尼效果和滤波性能。然而，

由于网侧电感压降较小，滤波电容两端电压与电网电压较为接近，并联电阻将直接承受较高电压，从而产生较大的功率损耗，因此该方案在实际工程中的应用受到一定限制。

相比之下，电容串联电阻产生的功率损耗较小，且具有结构简单、参数设计成熟等优点，因此获得了较为广泛的应用。虽然两种无源阻尼方案均会引入一定的功率损耗，但从系统阻尼特性来看，其设计方法能够为基于虚拟电阻的有源阻尼方法提供重要参考。

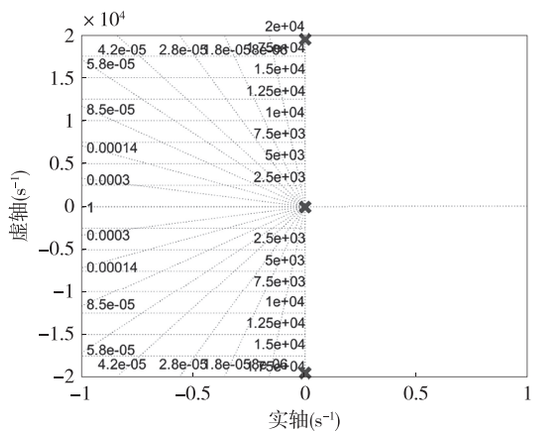
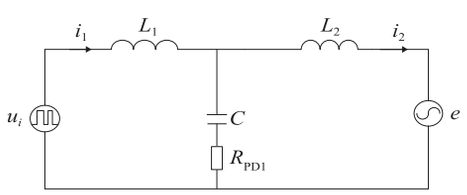


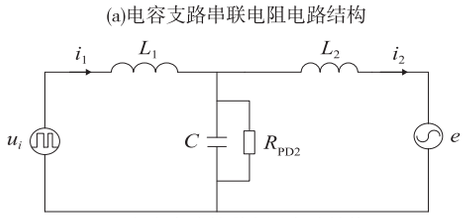
图5　LCL滤波器零极点分布

3.1　基于电容串联/并联电阻的频率特性分析

电容支路串联电阻和并联电阻的LCL滤波器单相等效电路如图6所示。其中，R_{PD1}为电容支路串联阻尼电阻，R_{PD2}为电容支路并联阻尼电阻。



(a)电容支路串联电阻电路结构



(b)电容支路并联电阻电路结构

图6　电容支路串联/并联电阻无源阻尼电路结构

根据图6所示的两种电路结构，可分别得到逆变器输出电压到并网电流的传递函数：

$$G_{PD1}(s)=\frac{sCR_{PD1}+1}{L_1L_2Cs^3+(L_1+L_2)CR_{PD1}s^2+(L_1+L_2)s} \tag{3}$$

$$G_{PD2}(s)=\frac{1}{L_1L_2Cs^3+L_1L_2s^2/R_{PD2}+(L_1+L_2)s} \tag{4}$$

由式(3)、式(4)可知，引入阻尼电阻后，LCL滤波器传递函数中增加了阻尼相关项，从而改变系统的极点分布并降低谐振峰值。进一步分析可得，电容支路串联电阻和并联电阻对应的阻尼比分别为：

$$\zeta_{PD1}=\frac{R_{PD1}C}{2}\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}}=\frac{R_{PD1}C}{2}\omega_{res} \tag{5}$$

$$\zeta_{PD2}=\frac{1}{2R_{PD2}C}\sqrt{\frac{L_1L_2C}{L_1+L_2}}=\frac{1}{2R_{PD2}C\omega_{res}} \tag{6}$$

为进一步比较两种无源阻尼方案的阻尼特性，选取适当的阻尼电阻，使两种方案具有相同的阻尼比，即令$\zeta_{PD1}=\zeta_{PD2}$。此时，两种阻尼方案对应的阻尼电阻关系可表示为：

$$R_{PD1}=\frac{1}{R_{PD2}\omega_{res}^2C^2} \tag{7}$$

在上述约束条件下，根据式(3)、式(4)得到两种无源阻尼LCL滤波器的频率特性，其波特图如图7所示。

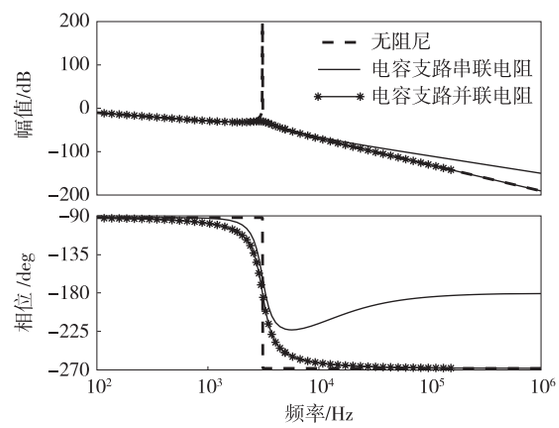
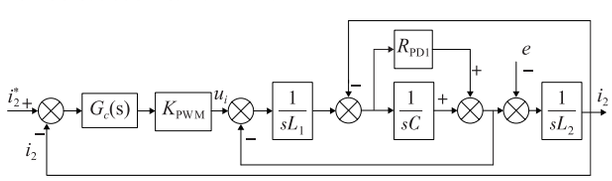


图7　带无源阻尼的LCL滤波器波特图

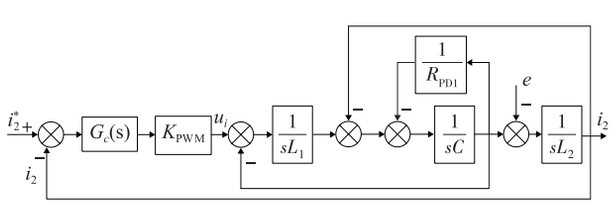
由图7可知，电容支路串联电阻和并联电阻两种方案在高频段的衰减特性存在一定差异，但均能够有效降低LCL滤波器在谐振频率附近的峰值。当两种方案的阻尼比相同时，其谐振峰值的抑制效果基本一致。由此可见，阻尼比能够较好地表征无源阻尼方案的谐振抑制能力，是进行阻尼参数设计的重要指标。

3.2　无源阻尼法控制结构等效变换

基于电容支路串联电阻和并联电阻的两种无源阻尼控制结构分别如图8(a)、(b)所示。



(a)电容支路串联电阻的控制结构



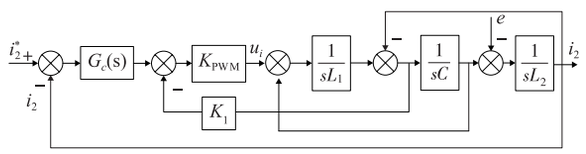
(b)电容支路并联电阻的控制结构

图8　无源阻尼法控制结构

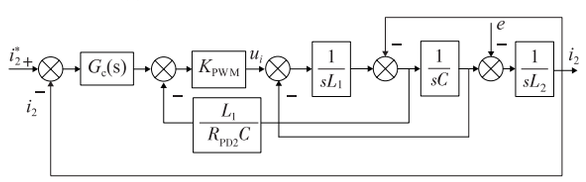
文献[9]通过对图8(a)所示的电容支路串联电阻结构进行等效变换，将电容串联电阻无源阻尼等效为电容

电流经过特定传递函数后进行反馈的虚拟电阻法。但该等效过程中引入了微分环节,在实际控制系统中的实现较为复杂。

文献[7]提出直接对电容电流进行反馈,通过调节电容电流反馈系数改变系统阻尼特性,从而实现虚拟电阻的效果,其控制结构如图9(a)所示。文献[10]进一步对图8(b)所示的电容并联电阻结构进行等效变换,将其等效为电容电流经过比例环节后进行反馈的虚拟电阻法,其中比例环节的系数与LCL滤波器参数及PWM调制增益有关,其结构如图9(b)所示。



(a)基于电容电流反馈的虚拟电阻法控制框图



(b)基于电容并联电阻的等效变换框图

图9 基于无源阻尼法的等效变换框图

3.3 无源阻尼法对虚拟电阻参数设计的启示

由上述控制结构的等效变换可以看出,电容支路串联电阻和并联电阻两种无源阻尼方案均可以在一定条件下等效为基于电容电流反馈的虚拟电阻有源阻尼方法。这一结论为电容电流反馈系数的设计提供了新的思路,即可以借助成熟的无源阻尼参数设计方法,将实际阻尼电阻参数转换为电容电流反馈系数,从而降低有源阻尼参数的设计难度。

根据图9(a)所示控制结构,可得到逆变器输出电压到并网电流的传递函数:

$$G_{AD1}(s)=\frac{1}{L_1L_2Cs^3+K_1K_{PWM}CL_2s^2+(L_1+L_2)s} \tag{8}$$

进一步可得到该系统的阻尼比:

$$\zeta_{AD1}=\frac{K_1K_{PWM}CL_2}{2(L_1+L_2)}\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}}=\frac{K_1K_{PWM}CL_2}{2(L_1+L_2)}\omega_{res} \tag{9}$$

为使电容电流反馈有源阻尼产生与实际电容串联电阻相同的阻尼效果,令电容电流反馈有源阻尼对应的阻尼比ζ_{AD1}与电容串联电阻对应的阻尼比ζ_{PD1}相等,即$\zeta_{AD1}=\zeta_{PD1}$。结合式(5)、式(9)可得电容电流反馈系数与电容串联阻尼电阻之间的关系:

$$K_1=\frac{(L_1+L_2)R_{PD1}}{L_2K_{PWM}} \tag{10}$$

进一步将式(7)代入式(10),可得到相应的关系式:

$$K_2=\frac{L_1}{K_{PWM}R_{PD2}C} \tag{11}$$

由式(11)可知,该系数与图9(b)所示等效结构中的电容电流反馈比例系数相对应。这说明,当电容支路串联电阻和并联电阻两种无源阻尼方案具有相同阻尼比时,两种方案均可以等效为电容电流经过比例环节后进行反馈的虚拟电阻有源阻尼方法,并且根据电容串联电阻和电容并联电阻分别得到的电容电流反馈系数具有一致性。

综上,在设计基于电容电流反馈的虚拟电阻有源阻尼方法时,可以根据无源阻尼电阻、LCL滤波器参数以及PWM调制增益等参数确定电容电流反馈系数。考虑到工程中电容支路串联电阻方案应用较为成熟,其阻尼电阻的设计方法相对简单,因此可以直接利用该方案的阻尼电阻参数作为电容电流反馈系数设计的参考,从而简化参数设计过程,降低控制系统的调试难度。

4 基于电容电流反馈的虚拟电阻参数设计

4.1 电容电流反馈系数设计

基于电容电流反馈有源阻尼法的LCL型并网逆变器矢量控制结构如图10所示。

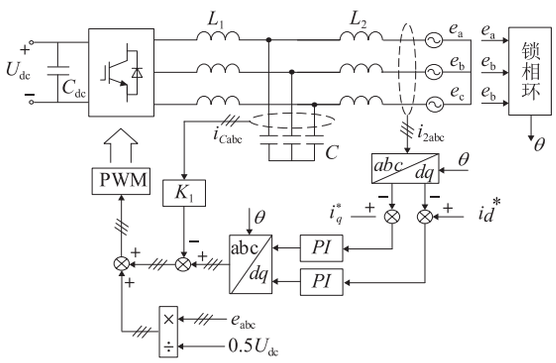


图10 基于电容电流反馈的矢量控制结构

由3.3节分析可知,电容电流反馈系数K_1可以通过电容支路串联电阻无源阻尼方案进行等效推导,其关系满足式(10)。

在工程应用中,为兼顾谐振抑制效果和阻尼电阻功率损耗,通常将电容支路串联阻尼电阻选取为谐振频率处电容容抗的约1/3,即:

$$R_{PD1}=\frac{1}{3\omega_{rse}C} \tag{12}$$

将式(12)代入式(10),可进一步得到电容电流反馈系数K_1的计算关系:

$$K_1=\frac{\omega_{rse}L_1}{3K_{PWM}} \tag{13}$$

由式(13)可知,在已知LCL滤波器参数以及PWM调制增益的情况下,无需进行复杂的参数整定,即可直接计算得到电容电流反馈系数。

4.2 阻尼特性和稳定性分析

根据式(8)、式(13)可得到采用电容电流反馈有源阻尼后的LCL滤波器频率特性,其波特图如图11所示,相应的零极点分布如图12所示。

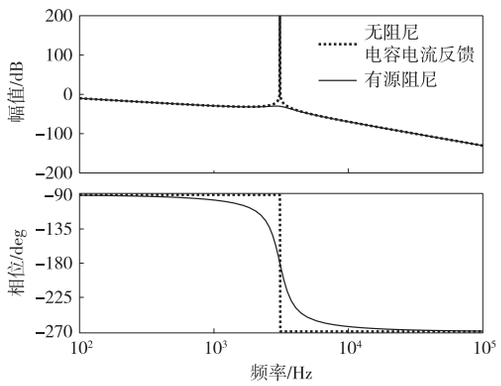


图 11　带电容电流反馈的 LCL 滤波器频率特性波特图

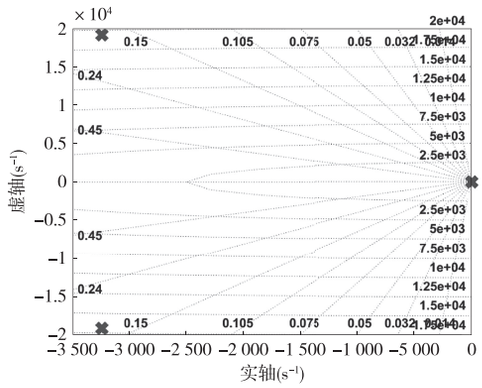


图 12　带电容电流反馈的 LCL 滤波器零极点分布

由图 11 可知，采用式(13)所确定的电容电流反馈系数后，LCL 滤波器在谐振频率附近的峰值明显降低，说明电容电流反馈能够有效增加系统阻尼并抑制谐振。同时，该方法对 LCL 滤波器高频段的衰减特性影响较小，能够较好地兼顾谐振抑制和高频谐波衰减性能。

由图 12 可知，引入电容电流反馈有源阻尼后，LCL 滤波器的共轭极点由虚轴附近向左半平面移动，表明系统阻尼得到增强，极点具有更好的稳定性。因此，采用所设计的电容电流反馈系数能够有效改善 LCL 型并网逆变器的稳定性能。

5　仿真验证

为验证上述电容电流反馈系数设计方法的有效性，根据图 10 所示控制结构建立 MATLAB/Simulink 仿真模型，并将电容支路串联电阻无源阻尼方案作为对比。并网逆变器额定功率为 5 kW，直流侧电压 U_{dc}=700 V，采用 SPWM 调制，PWM 调制增益 K_{PWM}=350，开关频率为 10 kHz；逆变器侧电感 L_1=4.5 mH，网侧电感 L_2=0.6 mH，滤波电容 C=5 mF，电网线电压有效值为 380 V，电网频率为 50 Hz。

在上述参数条件下，系统谐振频率约为 3 kHz。采用电容支路串联电阻无源阻尼方案时，阻尼电阻取 3.5 Ω，根据本文所提设计方法，可得到电容电流反馈有源阻尼方案的反馈系数 K_1=0.083。

图 13 给出了未施加额外阻尼措施时的并网电流波形及 THD 分析结果。由图 13(a)可知，在无额外阻尼的情况下，并网电流存在明显振荡，系统稳定性较差。由图 13(b)的 THD 分析结果可知，谐振频率附近的谐波含量明显增加，进一步说明 LCL 滤波器的谐振会对并网电流质量产生较大影响。

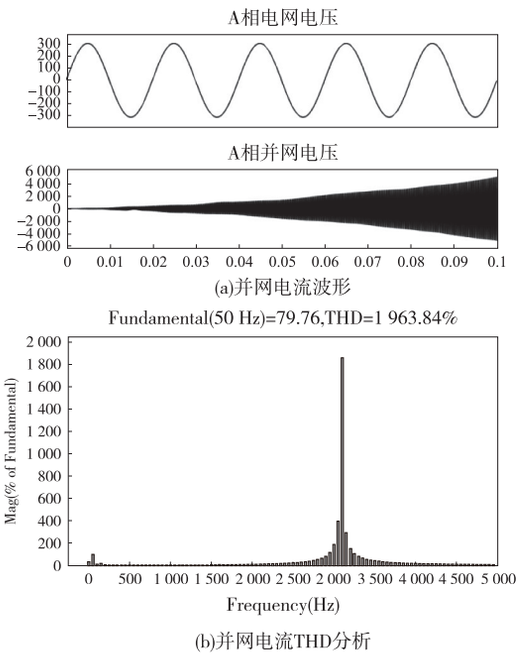


图 13　无阻尼情况下的并网电流波形及 THD 分析

需要说明的是，实际工程系统通常配置过流保护、限幅及保护控制等措施，因此一般不会出现并网电流持续增长的情况。本文仿真未设置相关保护机制，主要用于突出比较引入不同阻尼措施前后的谐振抑制效果。

图 14、图 15 分别给出了采用电容支路串联电阻无源阻尼方案和电容电流反馈有源阻尼方案时的并网电流波形及 THD 分析结果。

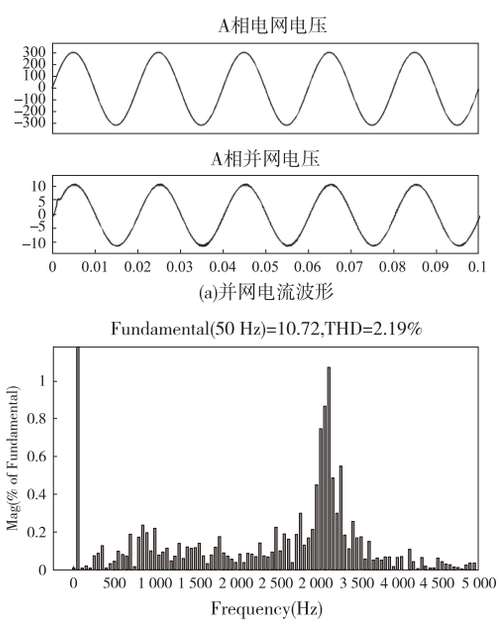


图 14　电容支路串联电阻方案下的并网电流波形及 THD 分析

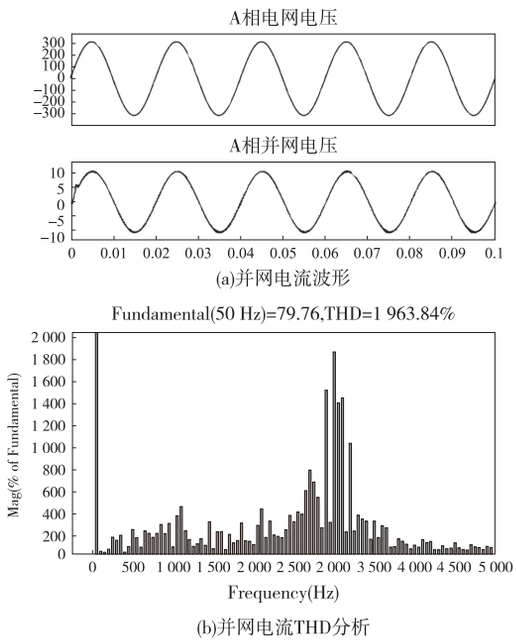


图15 电容电流反馈方案下的并网电流波形及THD分析

由仿真结果可知，电容支路串联电阻无源阻尼方案和电容电流反馈有源阻尼方案均能有效抑制LCL滤波器谐振，使并网电流恢复稳定，并将并网电流THD控制在5%以内，满足并网运行要求。采用本文设计方法确定反馈系数后，电容电流反馈有源阻尼方案能够获得与电容支路串联电阻无源阻尼方案较为接近的谐振抑制效果，两种方案的并网电流THD也较为接近。

与无源阻尼方案相比，电容电流反馈有源阻尼无需在滤波器中串联实际阻尼电阻，因此不会产生由阻尼电阻引起的额外功率损耗，在保证谐振抑制效果的同时具有更好的能量利用效率和工程应用价值。

6 结束语

针对LCL型并网逆变器存在的谐振问题，本文研究了基于电容电流反馈的虚拟电阻有源阻尼方法，重点分析了电容电流反馈系数的设计问题。结果表明，本文提出的电容电流反馈系数设计方法可为LCL型并网逆变器有源阻尼参数设计提供一种简单、有效的实现途径。在实际工程应用中，还可结合数字控制延时、采样噪声及电网阻抗变化等因素对反馈系数进行进一步优化，以提高系统在复杂电网条件下的鲁棒性。

参考文献：

[1] 阮新波，王学华，潘东华，等.LCL型并网逆变器的控制技术[M].北京：科学出版社，2015.
[2] 王尚斌，苑丽伟，赵俊，等.基于LCL滤波的光储一体化交流并网无源阻尼优化[J].电气时代，2024(11)：166-171.
[3] 刘帅帅，国海.基于有源阻尼的LCL滤波器反馈控制策略研究[J].黑河学院学报，2023，14(7)：185-188.
[4] 张兴，曹仁贤.太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M].北京：机械工业出版社，2010.
[5] 薛荣辉.一种基于电容电流反馈的有源阻尼补偿方法[J].中阿科技论坛(中英文)，2024(12)：85-89.
[6] 李智，曾垂辉，谢俊，等.LCL型并网逆变器电容电流反馈有源阻尼特性通用图形化评估方法及应用[J].电源学报，2025，23(8)：60-69.
[7] 谢宇，马灵甫，任玉虎，等.基于虚拟电阻阻尼的三相并网逆变器控制设计[J].电源学报，2015，13(2)：33-37.
[8] 贾本康.单相LCL并网逆变器无阻尼传感器控制策略研究[J].电子设计工程，2025，33(18)：101-106.
[9] 卢秀和，黄进.基于虚拟电阻法的LCL滤波器特性分析[J].数字技术与应用，2014(8)：69-71.
[10] 伍小杰，孙蔚，戴鹏，等.一种虚拟电阻并联电容有源阻尼法[J].电工技术学报，2010，25(10)：122-128.

作者简介：

陈鹏(1990—)，硕士，讲师，研究方向：光伏并网逆变器控制策略，E-mail：1102690015@qq.com(通信作者)。
张慧娟(1990—)，硕士，讲师，研究方向：计算机技术。
姚爱芬(1988—)，硕士，副教授，研究方向：电力电子技术与光伏并网技术。