

基于虚拟阻抗的并网逆变器前馈控制策略研究*

黄玉和, 郑寿森, 何来沛

中山大学物理学院, 广东 广州 510275

摘要: LCL滤波器因其对功率器件高频开关噪声的良好抑制作用被广泛应用在并网逆变器之中, 但该滤波器的应用又受限于其LCL结构所导致的系统谐振。基于虚拟阻抗的逆变器系统内环采用并网电流的二次微分项对LCL滤波器的固有谐振频率进行抑制, 外环将并网电流作为被控对象进行直接控制, 从而形成双闭环控制系统。该方法在传统的有源阻尼方案上做了改进, 减少了系统所需的传感器的数量, 但因反馈状态量的减少, 电网电压中含有谐波分量时, 系统容易发生震荡, 降低了逆变器系统的抗干扰能力。针对这一问题, 文章采用完全电压前馈的控制策略对以虚拟阻抗作为有源阻尼的并网逆变器系统做出了改进。该策略能在电网电压畸变的情况下降低入网电流的总谐波失真 (THD), 提升并网功率因数。仿真结果证明了该前馈控制策略的有效性。

关键词: LCL滤波器; 虚拟阻抗; 有源阻尼; 电压前馈

中图分类号: TM761 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137 (2022) 02-0090-10

Study on feedforward control strategy of grid-connected inverter based on virtual resistance

HUANG Yuhe, ZHENG Shousen, HE Laipei

School of Physics, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510275, China

Abstract: The LCL filter is widely used in grid-connected inverters because of its superior suppression effect on high frequency switching noise of power devices, but the application of this filter is limited by the system resonance caused by its LCL structure. The second differential term of the grid-connected current is introduced to suppress the natural resonance frequency of the LCL filter in the inner loop of the inverter system based on virtual impedance, and the outer loop directly controls the grid-connected current, thus forming a double closed-loop control system. This method has made improvements on the basis of traditional active damping schemes, which reduces the number of sensors and thus reduces the cost of the inverter. Due to the reduction of the feedback state quantity, the system is prone to oscillating when the grid voltage contains harmonic components, which weaken the anti-interference ability of the inverter system. To solve this problem, this paper improves the virtual impedance-based grid-connected inverters with a full feedforward function of grid voltage. This strategy can reduce the total harmonic distortion (THD) of the grid current and improve the grid-connected power factor in the case of grid voltage distortion. The simulation results prove the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: LCL filter; virtual resistance; active damping; voltage feedforward

* 收稿日期: 2020-12-02 录用日期: 2020-12-20 网络首发日期: 2021-05-28
基金项目: 广东省科技计划 (2017A050506023); 珠海市宽禁带半导体电力电子技术重点实验室 (20167612042080001)
作者简介: 黄玉和 (1995年生), 男; 研究方向: 并网逆变控制; E-mail: huangyh267@mail2.sysu.edu.cn
通信作者: 郑寿森 (1963年生), 男; 研究方向: 嵌入式系统设计、电力电子控制技术;
E-mail: zhengshs@mail.sysu.edu.cn

分布式发电技术的研究对新能源技术的发展具有重要推动作用, 而并网逆变器作为组成分布式发电系统的重要设备也成为了研究热点, 其中并网电流的质量是其关键指标^[1-2]。并网逆变器采用的正弦脉宽调制 (SPWM) 技术会产生大量由功率器件动作引起的谐波, 需采用L型或者LCL型滤波器来保证输出电流的质量。相较于使用L型滤波的并网逆变器, LCL型逆变器对高次谐波有着更好的抑制作用, 同时还能以较小的电感获得与L型滤波器使用大电感时同等的滤波能力, 有效地降低了并网逆变器的体积和成本^[3]。但LCL滤波器是一个三阶的无阻尼系统, 它的使用会为逆变器系统引入谐振峰, 造成系统的不稳定, 为了获得稳定的并网电流控制效果, 研究者提出许多控制方案。

按照控制对象的不同, 这些方案可分为直接电流控制和间接电流控制^[1], 直接电流控制因为LCL滤波器引入的谐振峰的存在, 需要采取额外的措施来保证系统的稳定性。如文献[4-5]通过串联谐波滤波器的方式实现与系统谐振频率的零极点抵消, 但该方案对系统的控制精度具有很高的要求且难以兼顾系统的带宽、相位和幅值裕度。间接电流控制如逆变器侧电感电流反馈法^[6]和分裂电容法^[7]均只需使用单环反馈就能实现系统的稳定且都提出了应对电网质量下降的方案, 但因为他们的被控对象都不是并网电流, 所以使用该法的并网逆变器往往存在输出电流波形失真和功率因素不高等问题。从增加系统阻尼来抑制LCL谐振峰的角度, 这些方法可以分为无源阻尼法和有源阻尼法两种^[1], 值得一提的是, 无源阻尼和有源阻尼方案均属于直接电流控制。无源阻尼法在LCL滤波器的电容或电感支路通过串联或并联电阻的方式对LCL滤波器固有的谐振峰进行抑制, 这种方法易于实现且系统鲁棒性高, 但会增加额外的功率损耗^[8]。有源阻尼法则是通过将滤波器

中的电容或者逆变器侧电感的电压值或电流值反馈到系统中实现系统的鲁棒性控制, 该法不会产生能量损耗, 但需要增加一个传感器采集电路的电流或电压^[3]。文献[9]提出并总结了基于虚拟阻抗的有源阻尼方案, 此法原理是通过将并网电流的二次微分项反馈到系统中以实现在滤波电容两端并联电阻的效果, 无需增加额外的传感器即可实现对LCL谐振峰的抑制, 而引入并网电流的二次微分项放大了电网电压对并网电流的负面影响, 使其电流总谐波畸变率增大。

针对基于虚拟阻抗的有源阻尼方案抗干扰能力不足的问题, 本文在文献[9]的基础上, 对系统的结构进行解耦, 分析电网电压对输出的并网电流的影响, 并以此为根据采用电网电压完全前馈的控制方法对该逆变器系统做出改进, 通过在二次微分项上串联二阶低通滤波器的方式对电网电压和并网电流的二次微分项进行等效替代。该方案无需额外的传感器, 降低了逆变器的成本, 并且消除了电网电压对并网电流的影响, 具有高功率因数的优点。在Matlab/Simulink上的仿真结果证明了该方案能达到预期的效果。

1 基于虚拟阻抗的并网逆变器系统

如图1是采用LCL滤波器的单相并网逆变器的电路图。图中, U_{dc} 是直流侧电源电压, 开关管VT1-VT4组成了全桥逆变电路, i_1 是逆变器侧电感电流, i_c 是电容电流, i_2 为并网电流。 L_1 、 C 、 L_2 分别为LCL滤波器各元件的参数。参考文献[10]的方法, 综合考虑了滤波器在开关频率处的衰减为-20 dB和共振频率 $f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}$ 应满足大于电网频率的10倍、小于开关频率1/2的条件, 并在尽量节约电感磁芯材料的前提下, 得到各元件具体参数为 $L_1 = 3.3 \text{ mH}$, $C = 15 \text{ } \mu\text{F}$, $L_2 = 1 \text{ mH}$ 。

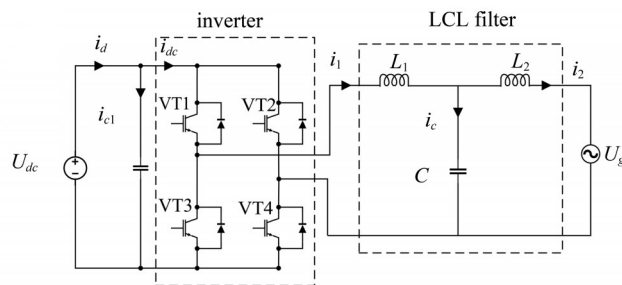


图1 单相LCL并网逆变器电路图

Fig. 1 Circuit diagram of single-phase LCL grid-connected inverter

本文选取并网电流 i_2 作为被控对象, 可以得到该逆变器采用虚拟阻抗作为有源阻尼的系统传递函数如图 2 所示。图中 V_{PCC} 为公共耦合点电压, G_c 为电流控制器, k_{PWM} 为全桥逆变电路的等效模型, 当逆变器的开关频率远高于系统的截止频率时, 可近似认为 $k_{PWM} = \frac{U_{dc}}{U_{tri}}$, 其中 U_{tri} 为三角载波的幅值。 G_{ad} 为有源阻尼控制器, G_i 为 LCL 滤波器模块, 其传递函数可以表达为

$$G_i(s) = \frac{i_2(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} = \frac{1}{L_1 L_2 C s (s^2 + \omega_r^2)}, \quad (1)$$

其中 ω_r 为 LCL 滤波器的谐振频率, 其表达式为

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}. \quad (2)$$

G_d 表示系统的总延时, 可以看作一个采样周期的计算延时和相当于半个采样周期的零阶保持器延

时的叠加, 因此可以表示为

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s s}, \quad (3)$$

其中 T_s 表示采样周期。

在图 2 中, G_{com} 表示延时补偿器, 在采用有源阻尼的逆变器系统中, 系统延时是一个不可忽视的条件。系统延时的存在会改变系统的相频特性, 从而影响系统的稳定性, 严重限制了控制带宽, 特别当谐振频率出现在高于采样频率的 1/6 的区域时, 在单位圆外存在一对极点, 使系统无法保持稳定^[11-12]。本文采用文献 [12] 中基于等面积法的补偿器来抵消系统延时的影响, 其传递函数为

$$G_{com}(z) = \frac{z}{mz + 1 - m}. \quad (4)$$

当 $m = 0.8$ 时, 该补偿器可完全抵消系统延时给并网逆变器系统带来的影响。

在系统延时得到充分补偿后, 接下来对系统的分析中便可将串联补偿器的延时环节看作一个增益为 1 的比例环节。同时将从 i_2 引出的有源阻尼的反馈节点后移, 获得如图 3 所示的简化框图。

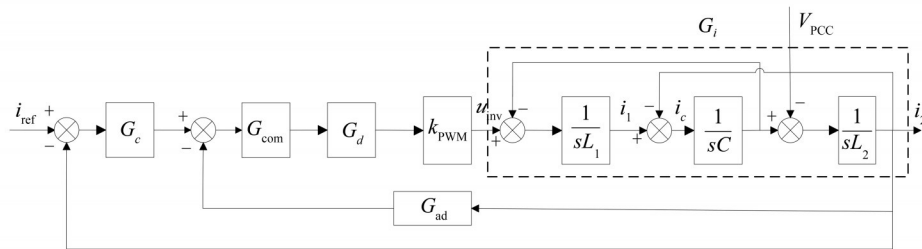


图 2 基于虚拟阻抗的并网逆变器传递函数框图

Fig. 2 Block diagram of virtual impedance based grid-connected inverter's transfer function

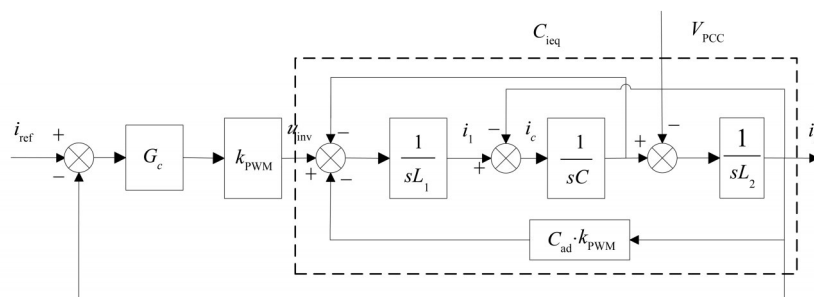


图 3 简化后的并网逆变器传递函数框图

Fig. 3 Simplified grid-connected inverter's transfer function diagram

在图 3 中, G_{ieq} 为引入有源阻尼后从逆变器输出电压 u_{inv} 到并网电流 i_2 的等效传递函数, 从图中可以推导出

$$G_{ieq} = \frac{i_2(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{G_i}{1 + G_i \cdot k_{PWM} \cdot G_{ad}}. \quad (5)$$

由文献 [9] 可知, 通过如图 4 所示的方法, 在 LCL 滤波器的电容两侧并联虚拟阻抗 R_v 可以得到使用有源阻尼控制器 G_{ad} 时的等效电路。据此, 可以得到此时由逆变器输出电压 u_{inv} 到并网电流 i_2 的传递函数式为

$$G_{ieq} = \frac{i_2(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{R_v}{L_1 L_2 C R_v s^3 + L_1 L_2 s^2 + (L_1 + L_2) R_v s}, \quad (6)$$

其中 R_v 为并联在滤波电容两端的虚拟阻抗的阻值。

联立公式 (5)、(6) 即可得到有源阻尼控制器 G_{ad} 的传递函数式

$$G_{ad} = \frac{1}{k_{PWM}} \left(\frac{1}{G_{ieq}} - \frac{1}{G_i} \right) = \frac{L_1 L_2 s^2}{k_{PWM} \cdot R_v}. \quad (7)$$

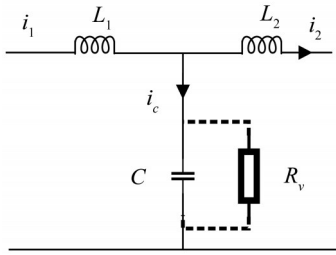


图4 在滤波电容两侧并联虚拟阻抗 R_v 时的等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram when R_v is connected in parallel with the filter capacitor

2 电网电压前馈控制策略

为了消除电网电压波动对并网电流控制回路的影响, 本文在文献 [13] 提出的电压前馈控制方案的基础上做出改进, 对图3所示的系统结构进行解耦, 明晰电网电压对并网电流的作用机理, 其传递函数框图的变换过程如图5所示。第一步, 对图5(a)中虚线部分进行等效变换, 分别使它们的反馈信号引出点和信号反馈点前移, 得到的结果如图5(a)的实线部分; 第二步, 将内环看成前向通路 G 为 $\frac{1}{sL_1}$, 反馈通路 H 为 $\frac{1}{sC}$ 的负反馈回路, 用公式 $G_1 = \frac{G}{1+GH}$ 对其进行化简, 同时将从 i_2 引出的反馈信号相加并后移其反馈点得到等效图如图5(b); 最后, 对 V_{PCC} 两侧的框图分别化简, 得到最终的等效框图如图5(c)所示。

其中

$$G_{x1} = \frac{s^2 L_1 C G_c k_{PWM}}{1 + s^2 L_1 C}, \quad (8)$$

$$G_{x2} = \frac{sL_2}{1 + sL_2 \left[\left(\frac{1}{sL_1} + G_{ad} k_{PWM} \right) \frac{s^2 L_1 C}{1 + s^2 L_1 C} \right]} \quad (9)$$

从图5(c)中可以看出, 当公共接入段电压 V_{PCC} 进入电流控制环路后, 经 G_{x2} 后对并网电流 i_2 产生

影响, 为了完全消除可能携带电网扰动的 V_{PCC} 对逆变器输出电流的负面作用, 需要增加一条前馈回路对电网电压进行补偿 [6, 13], 其控制结构如图6(a)所示。同时, 为了更好地实施控制方案, 结合实际电路结构, 得到如图6(b)所示的前馈方案。

根据图6(b), 该电压前馈回路包含一个比例项和一个二次微分项, 其中二次微分项在转化为差分方程后包含超前项, 不易于数字实现, 且易受高频谐波干扰。为了克服这一问题, 本文通过串联二阶低通滤波器在低频段实现对二次微分项的等效替代。串联该低通滤波器的二次微分环节的传递函数为

$$G_{s^2eq} = \frac{\omega_s^2 s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_s s + \omega_s^2}, \quad (10)$$

其中 ω_s 为转折频率, ζ 为阻尼系数。从公式 (10) 可以看出, 当 ω_s 足够大时, G_{s^2eq} 在低频段的幅值与相移均与 s^2 相吻合。且当 $\omega > \omega_s$ 时, G_{s^2eq} 能提供足够的阻尼, 解决了 s^2 在高频段增益过大所带来的稳定性问题。本文采用双线性变换法对公式 (10) 进行离散化, 其变换式为

$$s = \frac{2z-1}{T_s z+1}, \quad (11)$$

其中 T_s 为采样周期, 本文设计的逆变器采样周期为 5×10^{-5} s。

将公式 (11) 代入 (10), 可得公式 (10) 离散后的差分方程

$$c(k) = \frac{b_1}{a} [r(k) - 2r(k-1) + r(k-2)] + \frac{b_2}{a} c(k-1) + \frac{b_3}{a} c(k-2), \quad (12)$$

式中 $r(k)$ 和 $c(k)$ 分别为 G_{s^2eq} 模块的输入和输出。

其中

$$a = \frac{1}{T_s^2} + \frac{\zeta\omega_s}{T_s} + \frac{\omega_s^2}{4}, \quad b_1 = \frac{\omega_s^2}{T_s^2},$$

$$b_2 = \frac{2}{T_s^2} - \frac{\omega_s^2}{2}, \quad b_3 = \frac{\zeta\omega_s}{T_s} - \frac{\omega_s^2}{4} - \frac{1}{T_s^2}.$$

一般情况下, 当 $\zeta = 0.707$, ω_s 取 LCL 滤波器谐振频率的 4~5 倍时, G_{s^2eq} 能取得较好的等效结果 [9], 注意到当 $\omega_s = 40000$ rad/s 时, $b_2 = 0$, 此时的 ω_s 满足上述条件, 且能减少一次乘法和一次加法运算, 提高程序运行效率。通过伯德图验证了上述方法能达到设计要求。值得一提的是, G_{s^2eq} 同时适用于对电压前馈回路和有源阻尼回路中的二次微分项 s^2 的等效替代。

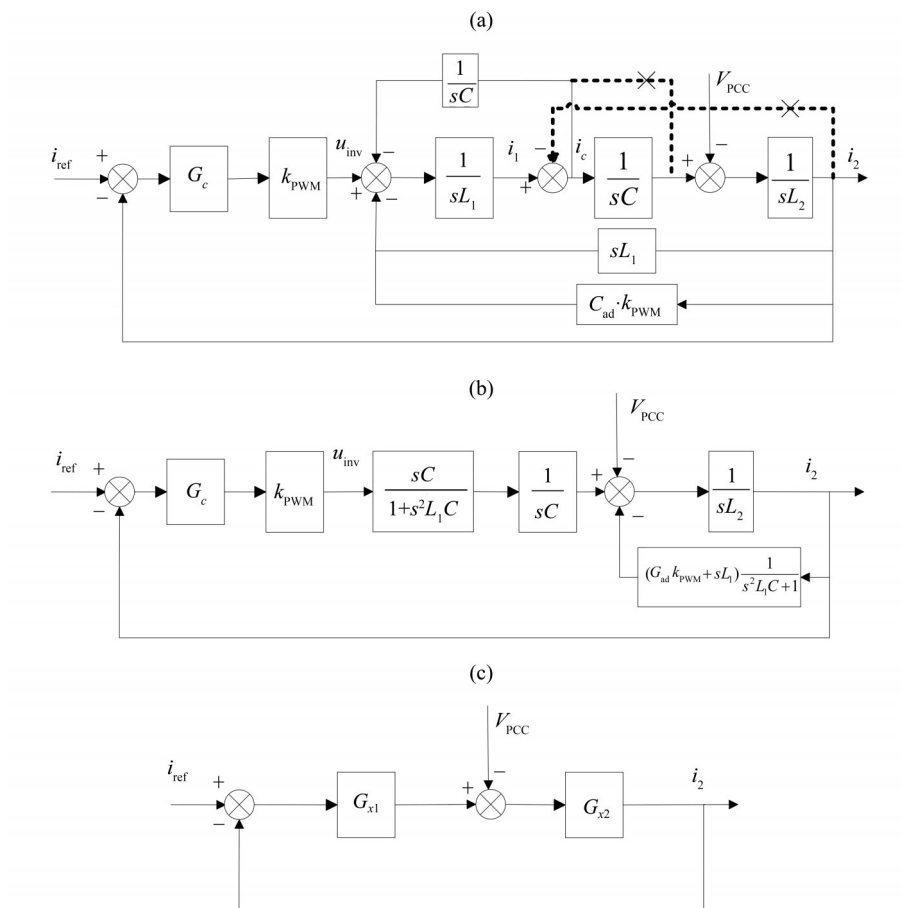


图5 系统等效变换过程

Fig. 5 Equivalent transformation of the system

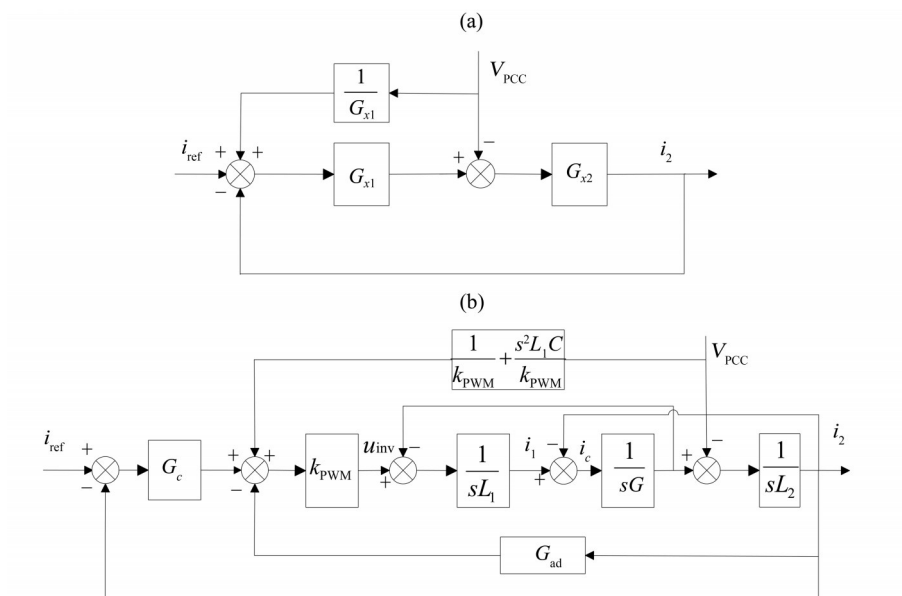


图6 带电压前馈的系统控制图

Fig. 6 Diagram of inverter system with voltage feedforward

3 系统参数整定

的整体控制方案如图 7 所示。

按照上文的设计步骤, 得到并网逆变器系统

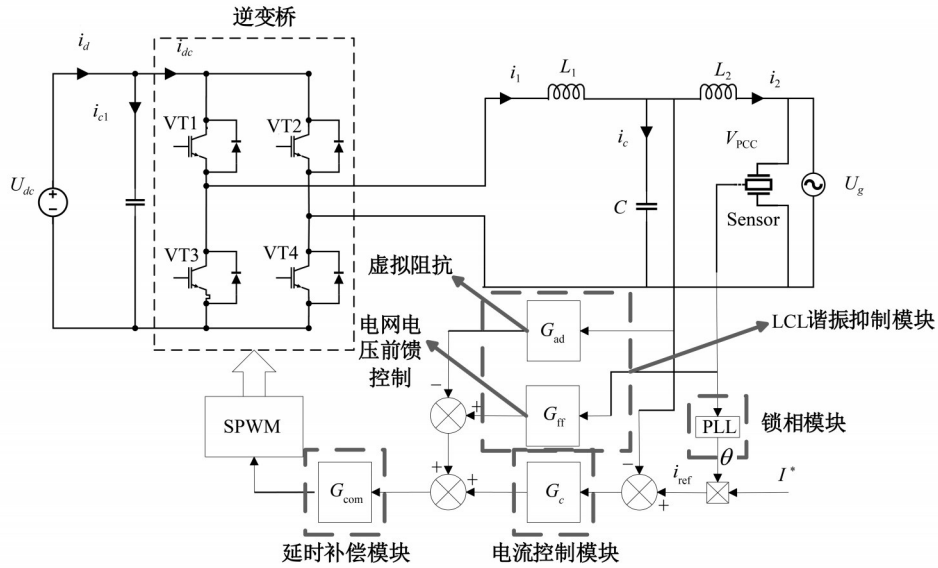


图 7 LCL 型并网逆变器控制结构图

Fig. 7 Control structure of grid-connected inverter system with LCL filter

图 7 中的 G_{ff} 为前馈控制器, 其表达式由图 6 (b) 得出, 即

$$G_{ff} = \frac{1}{k_{PWM}} + \frac{s^2 L_1 C}{k_{PWM}} \quad (13)$$

对比图 3 和图 6 (b) 可知, 在采用完全电压前馈控制前后, 电流环路的前向通路的各个模块并没有发生改变, 故系统的增益也保持不变, 前馈控制的加入消除了电网电压对并网电流的影响, 在电流环的参数整定过程中只需要考虑电流环路自身的各项性能即可完成对系统参数的整定。采用有源阻尼控制方案的 LCL 并网逆变器的设计步骤一般为: 先整定内环参数, 再完成外环电流控制器的整定。

3.1 系统内环参数整定

调节内环参数是为了抑制 LCL 滤波器的谐振峰。由公式 (6) 可以得出, 对谐振峰的抑制效果取决于虚拟阻抗 R_v 的取值。为研究不同的 R_v 对系统的影响, 得出虚拟阻抗 R_v 取不同值时 G_{ieq} 的伯德图如图 8 所示。从图 8 可以看出, 逆变器系统引入不同阻值的虚拟阻抗后, 谐振峰均得到了一定的抑制。且随着 R_v 的减小, 虚拟阻抗对系统的阻尼效果越明显。但 R_v 的值并非越小越好, 过小的 R_v 会使系统的截止频率减小、带宽不足, 从而导致系统的不稳定; 而当 R_v 的值过大时, 又会导致系统因欠阻尼而产生震荡, 故 R_v 的阻值需要根据系

统的实际需求折衷选取。经过实验研究, $R_v = 10 \Omega$ 满足本文提出的逆变器系统的设计要求。

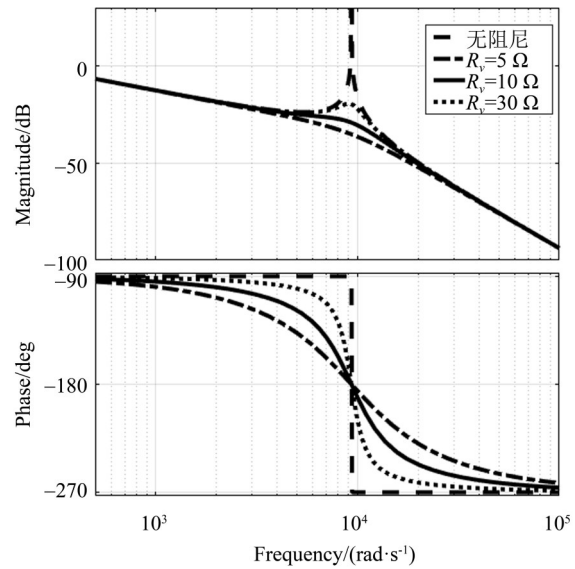


图 8 G_{ieq} 的伯德图

Fig. 8 Bode diagram of G_{ieq}

3.2 系统外环参数整定

为实现对电网工频信号的无静差跟踪, 本文选用准谐振控制器对并网电流进行控制, 该控制器引入的谐振角频率能有选择地放大系统工频信号处的增益, 同时还增大了控制带宽, 有效减小

了频率波动对系统增益的影响^[14]。该控制器的传递函数为

$$G_c = k_p + k_r \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}, \quad (14)$$

其中 ω_0 为谐振角频率;因参考信号为50 Hz的工频信号,故取 $\omega_0=314$ rad/s; ω_c 为谐振带宽。理论上来说, ω_c 越小,控制器的频率选择性越好,但考虑实际电网频率偏移在 ± 0.5 Hz范围内,控制器谐振带宽应取1 Hz以上,即 $\omega_c \geq 3.14$ rad/s,本文取 $\omega_c = 6$ rad/s。将电流控制器 G_c 的传递函数代入图3中的框图,得到逆变器系统的整体开环传递函数

$$G = \frac{i_2(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{k_{PWM} R_v \left(k_p + k_r \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right)}{L_1 L_2 C R_v s^3 + L_1 L_2 s^2 + (L_1 + L_2) R_v s}. \quad (15)$$

因电流控制器与LCL滤波器结构复杂,不利于对系统控制参数进行定量计算,本文采用基于伯德图的方法对电流控制器的参数进行整定。首先,根据系统的截止频率 ω_p 确定准比例谐振控制器的比例系数 k_p , ω_p 的选取理论上不超过采样频率的1/2。经过实验研究,本文选用采样频率的1/10即 $\omega_p = 6.28 \times 10^3$ rad/s。因谐振控制器 $k_r \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}$ 只对谐振角频率 ω_0 附近的增益有影响,令 $k_r = 0$,调节 k_p ,使 $\omega_p = 6.28 \times 10^3$ rad/s即可获得 k_p 的初始值。接着,根据系统在 ω_0 处的增益 $T_{\omega_0} > 52$ dB的要求^[3]调节 k_r 的值,通过以上步骤即可获得准比例谐振控制器的初始参数。最后,只需在这组初始参数的基础上做一定程度的微调优化,确保系统相位裕度和幅值裕度满足设计要求,并尽可能地兼顾系统的动态性能即可。经过实验研究,得到一组符合要求参数: $k_p = 20$, $k_r = 1000$ 。逆变器系统开环传递函数的伯德图如图9所示,此时系统的相位裕度 $PM=53^\circ$,幅值裕度 $GM=4.5$ dB。通过劳斯判据对此时系统的稳定性进行验证,得到的劳斯表第一列数值均为正,故系统稳定。

4 实验结果

本文设计了一台额定功率为2.2 kW的单相并网逆变器,参照以上设计步骤完成了系统各个控制参数的整定,在表1中列出了本文设计的单相LCL并网逆变器的相关参数。依据图7的系统结构和表1的系统参数,在Matlab/Simulink平台上搭建

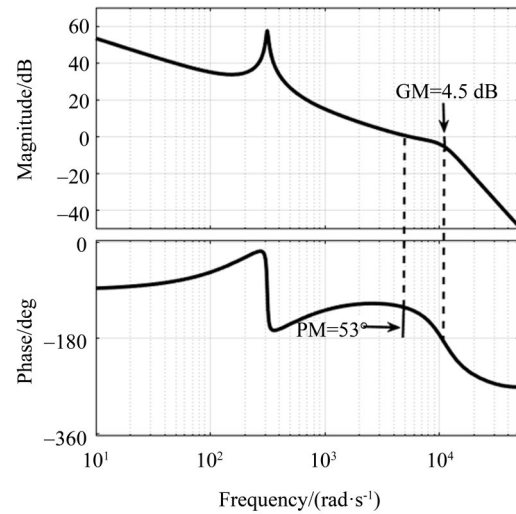


图9 逆变器系统的开环传递函数伯德图

Fig. 9 Bode diagram of inverter system

基于虚拟阻抗的并网逆变器完全电压前馈控制系统。本文通过对该方案的抗干扰能力、动态性能和稳态性能三个指标进行对比分析,验证了提出的前馈控制方案的有效性。

表1 系统参数

Table 1 System parameter

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|-------------------|-----|-----------------|-------|
| 直流侧电压 U_{dc}/V | 400 | 逆变器侧电感 L_1/mH | 3.3 |
| 电网电压 U_g/V | 220 | 滤波电容 $C/\mu F$ | 15 |
| 逆变器额定功率 P_0/kW | 2.2 | 网侧电感 L_2/mH | 1 |
| 开关频率 f_s/kHz | 20 | 比例系数 k_p | 20 |
| 虚拟阻抗 R_v/Ω | 10 | 谐振系数 k_r | 1 000 |

4.1 抗干扰能力

本文将不使用前馈控制的控制方案作为对照组,并分别向两组系统注入5次和11次谐波,检测此时逆变器输出的并网电流的电流畸变情况,实验结果证明本文提出的逆变器系统具有良好的抗干扰能力。

图10和图11分别是向电网电压中注入5次谐波和11次谐波时采用不同前馈方案的系统输出的仿真波形。其中,5次谐波和11次谐波的幅值和相位分别为5%和0。从图中可以看出,使用完全电压前馈控制的系统输出在电网电压含有低次或者高次谐波的情况下均能保持完美的正弦波形,而不采用前馈控制的输出波形则产生了明显的失真。使用Simulink中的FFT Analysis工具分别计算使用完全电压前馈控制和不带前馈控制的系统输出的

并网电流 i_2 的 THD, 在电网电压含有 5 次谐波分量时, 得到两组的 THD 分别为 2.34%、6.40%; 而含有 11 次谐波分量时, 得到两组的 THD 分别为 2.14%、5.02%。实验结果表明, 当电网电压中含有谐波时, 完全电压前馈控制策略可以消除电压畸变对逆变器输出电流的影响, 对逆变器的稳定运行具有重要意义。

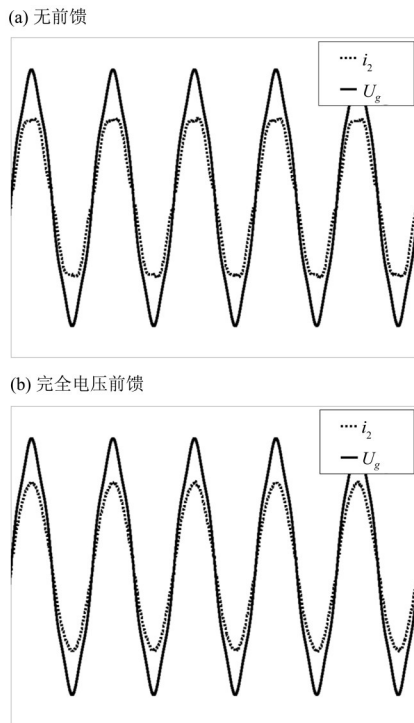


图 10 当电网电压含有 5 次谐波时 i_2 的波形

Fig. 10 Experimental waveform of i_2 when the grid voltage contains the 5th harmonic

4.2 动态性能

图 12 和图 13 分别为电网电压幅值变化和逆变器负载变化时, 完全电压前馈控制方案的输出波形。在图 12 中的 1 和 2 节点, 使电网的电压幅值分别突变为正常运行时的 80% 和 120%。从图中可以看出, 在电网电压的幅值变化后, 逆变器的输出电流能在半个周期内重新达到稳态, 且电流的波形只在幅值变化瞬间产生了少许震荡。在图 13 中, 逆变器系统的负载在 1 节点处从满载变为半载, 而在 2 节点处又从半载变回满载, 显然在负载变化发生后, 逆变器能迅速地调节系统的输出, 使之达到新的稳态, 且在调节过程中系统的超调量很小。

4.3 稳态性能

本文将电容电流反馈有源阻尼的控制方

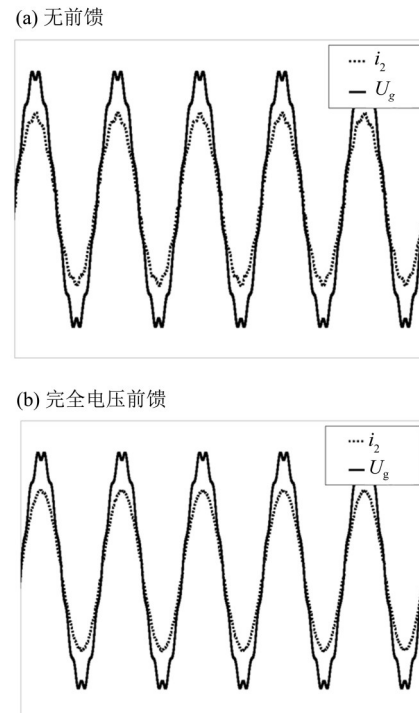


图 11 当电网电压含有 11 次谐波时 i_2 的波形

Fig. 11 Experimental waveform of i_2 when the grid voltage contains the 11th harmonic

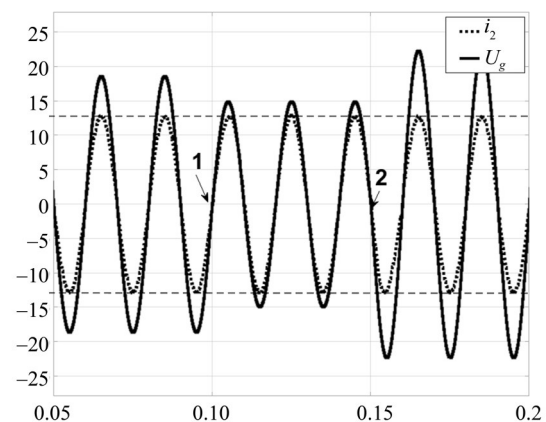


图 12 电网电压幅值变化

Fig. 12 Waveform of i_2 when the grid voltage changes

案^[3, 13] (方案一) 和分裂电容法^[7] (方案二) 作为对照组, 对比分析当系统稳定时, 各个系统的误差电流波形。实验结果证明了本文提出的控制方案 (方案三) 稳态性能。

图 14 为方案一到方案三稳定运行时并网电流 i_2 和误差电流 i_e 的波形, 其中误差电流 $i_e = i_{ref} - i_2$ 。表 2 则列出了各个逆变器设计方案所使用的传感器数量和稳定运行时并网电流的 THD。从上述图表中可以看出, 三种控制方案均满足并网逆变器入网电流的 THD < 5% 的要求^[1], 其中方案二的并网

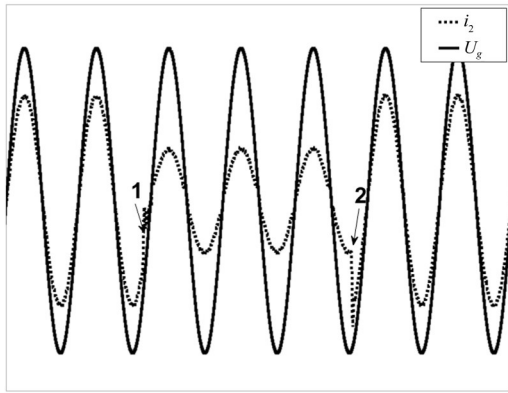


图 13 逆变器负载变化

Fig. 13 Waveform of i_2 when the load changes

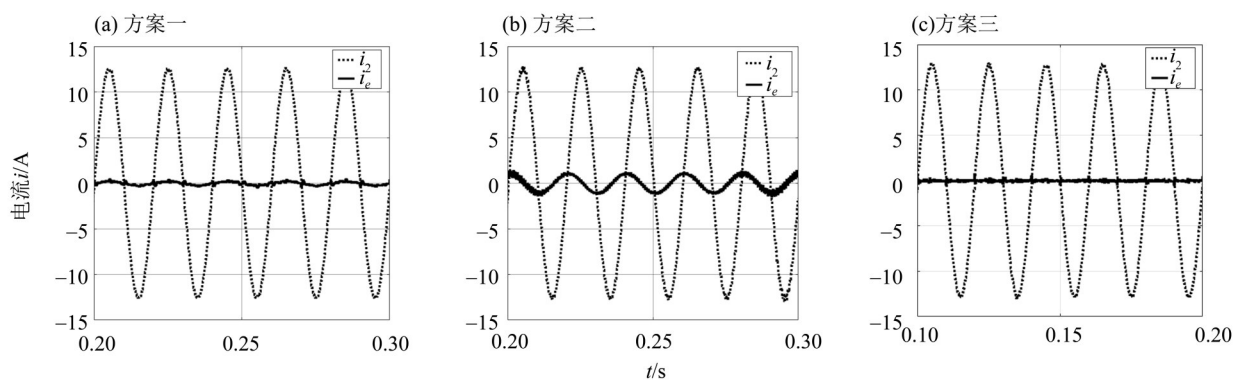
电流的波形则出现了轻微的变形,同时其误差电流的峰值超过 2 A 且呈明显的工频周期波动,而电容电流反馈的控制方案(方案一)和基于虚拟阻

抗的控制方案(方案三)的误差电流 i_e 都不超过 0.5 A,证明两者的电流控制效果均优于分裂电容法(方案二),验证了本文所用控制方案具有良好的稳态性能。而在控制精度相同的情况下,方案三无需额外的传感器即可完成对逆变器系统的信息采集,降低了逆变器的制造成本,比方案一更具有吸引力。

表 2 各个方案的传感器数量和并网电流的 THD

Table 2 Number of sensors and THD of grid-connected current in each cases

| 方案 | 传感器数量/个 | 并网电流的 THD/% |
|-----|---------|-------------|
| 方案一 | 3 | 1.14 |
| 方案二 | 2 | 2.74 |
| 方案三 | 2 | 1.17 |

图 14 稳定运行时各方案并网电流 i_2 和误差电流 i_e 的波形Fig. 14 Waveforms of grid-connected current i_2 and error current of i_e of each case in steady state

5 结论

本文分析了基于虚拟阻抗的逆变器的系统结构,推导了适用于该系统的完全电压前馈控制策略以改进其易受电网电压波动影响的不足,并完成了延时补偿模块、谐振抑制模块和电流控制模块的设计。采用这种控制方案的逆变器系统无需使用额外的传感器,降低了制造成本,且因该系

统外环采用的是直接电流控制,保留了电网电流跟踪性能良好、并网功率因数高的优点。2.2 kW 并网逆变器的实验结果显示,引入完全电压前馈后,逆变器对电网电压中的谐波具有很好的抑制作用,在逆变器系统的抗干扰能力、动态性能和稳态性能三个关键指标方面均有良好的表现。特别在电网电压中含有谐波的情况,该前馈控制方案对比无前馈控制方案具有明显的优势。

参考文献:

- [1] 许津铭,谢少军,张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-4166.
- [2] CLAUDIO A C, RODRIGO P B. Trends in microgrid control[J]. IEEE Transactions on smart grid, 2014, 5(4): 1905-1919.
- [3] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的 LCL 型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133-142.
- [4] RAFAEL P A, MARCO L, FREDE B, et al. A self-

- commissioning notch filter for active damping in a three-phase LCL-filter-based Grid-Tie converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2014, 29 (12): 6754-6761.
- [5] 许津铭,谢少军,唐婷. 弱电网下LCL滤波并网逆变器自适应电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34 (24):4031-4039.
- [6] 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.
- [7] PAN D H, RUAN X B, WANG X F, et al. A highly robust single-loop current control scheme for grid-connected inverter with an improved LCCL filter configuration [J]. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2018, 33 (10): 8474-8487.
- [8] ALZOLA R P, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters [J]. *IEEE Trans on Power Electronic*, 2013, 28(6): 2642-2646.
- [9] LIU T, LIU J J, LIU Z, et al. A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(1): 247-262.
- [10] 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.
- [11] STEWART G P, BRENDAN P M, DONALD G H. Regions of active damping control for LCL filters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 5 (1): 424-432.
- [12] CHEN C, XIONG J, WAN Z Q, et al. A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2017, 32 (1): 762-772.
- [13] WANG X H, RUAN X B, LIU S W, et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics [J]. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2010, 20(12): 3119-3127.
- [14] 孟建辉,石新春,付超,等. 基于PR控制的光伏并网电流优化控制[J]. *电力自动化设备*, 2014, 34(2): 42-47.

(责任编辑 王海蓉)