

LCL 并网逆变器双闭环控制策略及其参数设计

梁 毅, 谢运祥, 关远鹏

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: LCL 滤波器广泛应用于并网逆变器中,但弱电网下电网阻抗的波动和数字控制器的延时均可能使逆变器失稳,逆变器侧电流较大的高频谐波也会影响逆变器的使用寿命。本文基于双电流闭环控制的逆变器提出一种完备的参数设计方案。首先建立系统在数字控制下的精确模型,根据劳斯判据确定控制参数的取值范围,然后对有源阻尼特性进行分析从而确定反馈系数 K 的最佳取值。最后采用系统简化模型计算具体的控制参数,在保证精度的同时降低了计算过程的复杂性。实验结果表明所设计的控制器使并网逆变器具有更好的动态和稳态特性。

关键词: LCL 并网逆变器; 逆变器侧电流反馈; 控制延时; 有源阻尼; 控制参数

DOI: 10.12067/ATEEE1806027

文章编号: 1003-3076(2019)04-0030-09

中图分类号: TM46

1 引言

在世界能源枯竭的背景下,大量的太阳能、风能等可再生能源的应用成为一种必然的趋势。并网逆变器是可再生能源发电系统与电网之间的能量传递装置^[1-4]。为降低入网电流的总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD),通常选择在逆变器与电网间加入 LCL 滤波器。但 LCL 滤波器是一个三阶系统,其频率响应在谐振频率处存在谐振尖峰,会使系统发生震荡,增大了逆变器的控制难度,并引入网侧电压谐波干扰,降低了系统的稳定性。如何阻尼 LCL 滤波器的谐振尖峰成为并网逆变器的研究热点之一。无源阻尼结构简单,只需要在滤波电感或电容支路中串联或并联合适的电阻即可实现对谐振的抑制^[5]。但由于加入电路的电阻造成大量的能量损耗,故该方法逐渐被有源阻尼的方法取代^[6]。

有源阻尼的实现方法主要有状态变量反馈法、状态观测器法和陷波器法三种。状态观测器法^[7]和陷波器法^[8]都依赖于对系统的精确建模,当系统参数或电网阻抗发生波动时,系统稳定性将降低。状态变量反馈法通过对系统一个或多个状态变量的反馈控制来模拟虚拟电阻,等效于无源阻尼中加入的阻尼电阻,从而实现对谐振的抑制^[9-13]。该方法

不只需要增加少量传感器,控制方式简单,具有很高的实用价值,已经获得广泛的关注。

目前,基于状态变量反馈的有源阻尼方法主要有以下几种。分裂电容法和加权电流控制^[9,10]都实现了对系统的降阶,大大减少了后续设计的难度。但这两种方法都无法对入网电流进行直接控制,而且加权控制依赖于稳定的滤波器参数,系统鲁棒性不足。文献[11]采用一种基于入网电流和电容电流直接控制和 LCL 滤波器的有源阻尼。但是电容电流含有大量高频谐波分量,采样精度难以提高,在反馈环加入滤波器后会降低系统响应速度。文献[12]提出一种并网电流单闭环的控制方式,通过在环路中加入谐振控制环节来抑制 LCL 滤波器的谐振。但该方法只能针对给定的基波频率,当电网频率发生短时间变化时,系统鲁棒性难以保持。数字控制带来的系统延时也会对系统稳定性产生干扰^[13]。弱电网造成的不可忽略的电网线路阻抗会给逆变器的稳定性造成很大影响^[14]。同时,逆变器侧电流过大的高频谐波使得开关器件的保护难以实现,并大大缩短了其使用寿命。

本文基于并网电流和逆变器侧电流双闭环反馈控制策略提出一种完备的参数设计方案。先建立逆变器在数字控制下的数学模型,根据劳斯判据确定

收稿日期: 2018-06-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(51577074)

作者简介: 梁 毅(1993-),男,广东籍,硕士研究生,研究方向电力电子与电气传动;

谢运祥(1965-),男,湖南籍,教授,博士,研究方向电力电子与电气传动。

控制参数的取值范围。再根据零极点图分析系统阻尼特性得到 K 的最优值。最后结合系统稳定裕度和稳态误差的要求, 对系统高频段和低频段模型分别进行简化, 求出控制参数更精确的取值范围。该参数设计方案使系统具有高基频增益、大稳定裕度和强鲁棒性的优点。实验结果表明采用所提出设计方案的逆变器具有良好的动态和静态特性, 在弱电网和参数波动的干扰下仍具备强鲁棒性。

2 LCL 并网逆变器的数学模型

本文所采用的双电流闭环控制策略单相 LCL 并网逆变器电路模型如图 1 所示。直流电源通过全桥逆变电路转换为交流形式, 经过由 L_1 、 L_2 和 C 共同构成的 LCL 滤波器后, 能量被送入到电网中。锁相环采样电网 PCC 点相位从而产生入网电流参考信号 i_2^* , 入网电流误差信号进入 PI 控制器后输出逆变器侧电流参考信号 i_1^* , 与逆变器侧电流比较后进入 SPWM 模块生成开关管驱动信号。图 1 中: U_{in} 为逆变器输入的直流电压; u_{inv} 为逆变桥的输出电压; u_g 为电网电压; i_1 为逆变器侧电流; i_2 为入网电流; 控制回路中 I^* 为参考电压有效值; θ 为电网电压相位, 由锁相环得到; i_2^* 为入网电流参考值; i_1^* 为逆变器侧电流参考值; L_g 为电网电抗, 一般情况下可以忽略, 但当电网运行在轻载情况下时, L_g 较大, 会对系统产生一定干扰。数字控制产生的延时主要表现在计算产生的一个采样周期的滞后和零阶保持器产生的 0.5 个采样周期滞后^[15]。

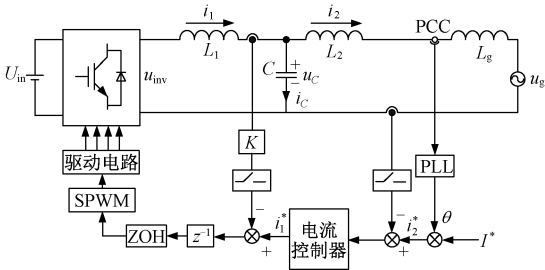


图 1 采用双闭环控制 LCL 并网逆变器

Fig. 1 Grid-connected inverter with LCL filter using a dual current-loop control strategy

根据图 1 可得 LCL 滤波器的传递函数为:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_2}{u_{inv}} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

滤波器谐振频率 f_r 为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}} \quad (2)$$

逆变器侧电流闭环反馈不需要对电流进行精确控制, 因此可采用比例反馈, 简化计算的同时提高内环响应速度, 反馈系数为 K 。

当不考虑数字控制产生的延时时, LCL 并网逆变器系统控制框图如图 2(a) 所示。当考虑数字控制产生的延时时, LCL 并网逆变器系统控制框图如图 2(b) 所示。

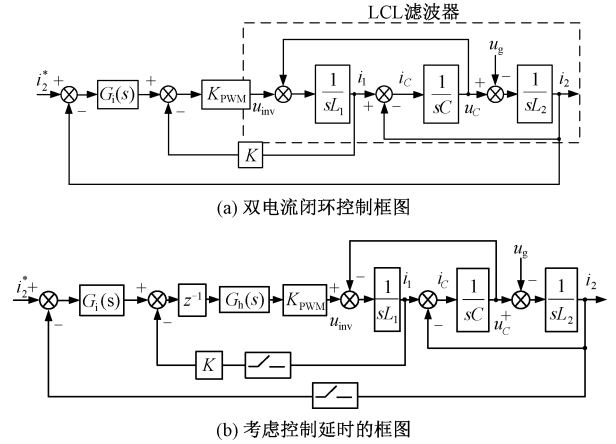


图 2 双电流闭环控制 LCL 并网逆变器框图

Fig. 2 Block diagram of grid-connected inverter with LCL filter using a dual current-loop control strategy

图 2(a) 中的 i_2^* 为入网电流的参考电流, K_{PWM} 为从调制波到逆变桥输出电压的传递函数, $K_{PWM} = U_{in}/U_{tri}$, U_{in} 为逆变器的直流侧输入电压, U_{tri} 为调制器中的三角载波幅值。 $G_i(s)$ 为 PI 控制器的传递函数, 表达式为:

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3)$$

式中, K_p 为比例系数; K_i 为积分系数。

由图 2(a) 可知, 网侧电压 u_g 以干扰量形式被引入控制回路, u_g 上的谐波对并网电流质量产生影响。当忽略 u_g 作用时, 系统开环传递函数为:

$$G_{ol}(s) = \frac{K_{PWM}}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + K K_{PWM}} G_i(s) \quad (4)$$

系统闭环传递函数为:

$$G_{cl}(s) = \frac{K_p K_{PWM} s + K_i K_{PWM}}{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + K_i K_{PWM}} \quad (5)$$

式中

$$\begin{aligned} a_0 &= L_1 L_2 C, \quad a_1 = K K_{PWM} L_2 C \\ a_2 &= L_1 + L_2, \quad a_3 = K_{PWM} (K + K_p) \end{aligned}$$

当考虑网侧电压对并网电流的影响时,并网电流表达式为:

$$i_2 = i_{g1} - i_{g2} = G_{cl} i_2^* - G_u u_g \quad (6)$$

式中, i_{g1} 为参考电流分量; i_{g2} 为电网电压干扰分量。

式(6)中的 G_u 为电网电压干扰量 u_g 到并网电流的传递函数,其表达式为:

$$G_u(s) = \frac{L_1 C s^3 + C K K_{P_{PWM}} s^2 + s}{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + K_i K_{P_{PWM}}} \quad (7)$$

当考虑控制延时,系统的控制框图如图2(b)所示。由文献[15]可知,数字控制延时的三个部分可以合并简化为:

$$G_D(s) = \frac{1}{T_s} e^{-sT_s} \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \approx e^{-1.5sT_s} \approx \frac{1}{1 + 1.5T_s s} \quad (8)$$

式中, T_s 为系统采样周期,是开关频率的倒数。

当考虑控制延时后,系统的传递函数将为:

$$G'_{ol}(s) = \frac{K_{P_{PWM}} G_D}{b_0 s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + K K_{P_{PWM}} G_D} G_i(s) \quad (9)$$

$$G'_{cl}(s) = \frac{(K_p K_{P_{PWM}} s + K_i K_{P_{PWM}}) G_D}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + K_i K_{P_{PWM}} G_D} \quad (10)$$

$$G'_u(s) = \frac{L_1 C s^3 + C K K_{P_{PWM}} G_D s^2 + s}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + K_i K_{P_{PWM}} G_D} \quad (11)$$

式中

$$b_0 = L_1 L_2 C, b_1 = K K_{P_{PWM}} L_2 C G_D$$

$$b_2 = L_1 + L_2, b_3 = K_{P_{PWM}} G_D (K + K_{P_{PWM}})$$

由上文可知,采用逆变器侧电流反馈有源阻尼能有效降低逆变器侧电流的谐波含量。为了便于比较,可以分别求出两种有源阻尼方式下参考电流 i_2^* 到逆变器侧电流 i_1 的传递函数,为简化分析,可忽略控制延迟的影响。由图2(a)可以求出逆变器侧电流反馈下该传递函数为:

$$G_{il}(s) = \frac{N(s)}{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + K_i K_{P_{PWM}}} \quad (12)$$

根据文献[16]中的电容电流反馈有源阻尼分析可知该情况下传递函数为:

$$G_{ic}(s) = \frac{N(s)}{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + K_{P_{PWM}} K_p K_2 s + K_2 K_i K_{P_{PWM}}} \quad (13)$$

式中

$$N(s) = K_p K_{P_{PWM}} L_2 C s^3 + K_i K_{P_{PWM}} L_2 C s^2 +$$

$$K_p K_{P_{PWM}} s + K_i K_{P_{PWM}} \quad (14)$$

根据式(12)和式(13),绘制出当LCL滤波器参数一致时,两种不同有源阻尼方式下的逆变器侧电流的幅频曲线如图3所示。由图3可以看出,采用逆变器侧电流反馈时,高频段的幅值增益比电容电流反馈小了30dB,因此其逆变器侧电流高频纹波将远小于电容电流反馈的逆变器。

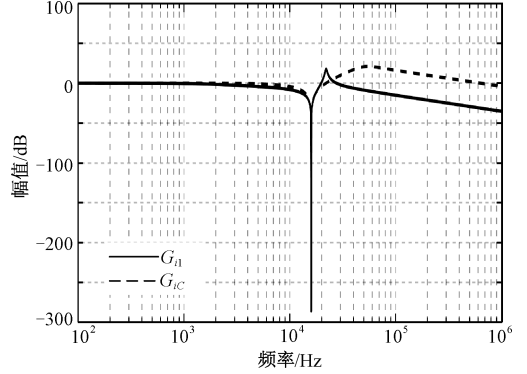


图3 逆变器侧电流幅频曲线

Fig. 3 Amplitude-frequency curve of inverter-side current

3 控制参数设计

本文采用的控制策略中,主要涉及到逆变器侧电流反馈系数 K 和PI控制器的参数设计。由于这些控制参数对系统的阻尼比、稳定裕度、稳态误差等性能指标都有着影响,因此提出以下参数设计步骤对控制参数进行设计和验证:

(1)考虑控制延时,通过劳斯判据得到系统精确的控制参数范围。

(2)根据有源反馈的阻尼特性得到逆变器侧电流反馈系数 K 的取值。

(3)简化系统模型并通过稳定裕度和稳态误差的要求计算出PI控制器的参数。

(4)将控制器参数代入到系统精确模型中进行验证。

3.1 考虑控制延时的控制参数范围

上文已经求得考虑控制延时的系统传递函数,可根据劳斯判据求得使系统稳定的控制参数取值范围。由式(10)可知系统闭环传递函数的特征方程为:

$$D(s) = \frac{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + K_i K_{P_{PWM}} G_D}{G_D} \quad (15)$$

根据式(15)可列出劳斯判据表见表1。若要使系统稳定,则表1中所有项都应大于零,因此可以解

得系统的控制参数取值范围如式(16)所示。

$$\begin{cases} K > 0 \\ K_p > 0 \\ K_i > 0 \\ 1.5T_s K_i > K_p - KL_2/L_1 \\ K + K_p > 1.5T_s K_i \\ (K + K_p) - 1.5T_s K_i - \frac{CKK_{PWM}K_i}{K - (K_p - 1.5T_s K_i)} > 0 \end{cases} \quad (16)$$

3.2 逆变器侧电流反馈系数 K 求解

由于 PI 控制器不影响系统阻尼特性, 令 $G_i(s)$

表 1 LCL 并网逆变器双电流闭环系统劳斯阵列

Tab. 1 Routh array of grid-connect inverter with LCL filter under dual-current control strategy

| | | | |
|-------|---|-------------------------------------|--------------------|
| s^5 | $1.5T_s L_1 L_2 C$ | $L_2 CKK_{PWM} + 1.5(L_1 + L_2)T_s$ | $(K + K_p)K_{PWM}$ |
| s^4 | $L_1 L_2 C$ | $L_1 + L_2$ | $K_i K_{PWM}$ |
| s^3 | $L_2 CKK_{PWM}$ | $K_{PWM}(K + K_p - 1.5T_s K_i)$ | 0 |
| s^2 | $L_1 + L_2 - (K + K_p - 1.5T_s K_i)L_1/K$ | $K_i K_{PWM}$ | 0 |
| s^1 | R_{s1} | 0 | 0 |
| s^0 | $K_i K_{PWM}$ | 0 | 0 |

$$\text{注: } R_{s1} = (K + K_p)K_{PWM} - 1.5T_s K_i K_{PWM} - \frac{L_2 CKK_{PWM}^2 K_i}{(L_1 + L_2)K - (K + K_p - 1.5T_s K_i)L_1}$$

将式(19)展开并与式(17)进行比较, 根据参数待定法可以求得系统阻尼比与谐振频率的关系式如下:

$$\xi = \frac{KK_{PWM}(CL_2\omega_n^2 - 1)}{2CL_1L_2\omega_n^3} \quad (20)$$

绘制式(19)所表示的系统开环零极点图如图 4 所示。由图 4 可知, 补偿前系统的开环传递函数包含一个实极点和一对共轭极点, 满足式(19)的假设。当系统其余参数确定后, ω_n 和 ξ 的取值可从图 4 获得, 再结合式(20)即可确定 K 的取值。

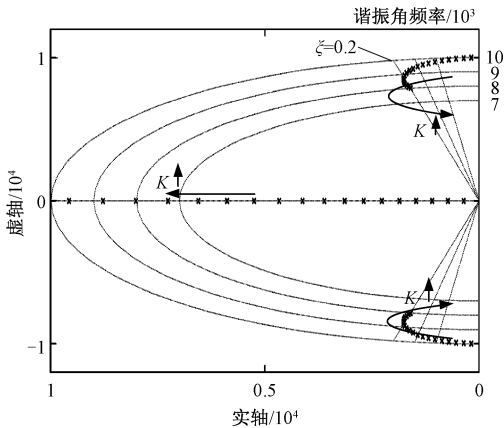


图 4 补偿前系统零极点图

Fig. 4 Bode diagram of system before compensation

= 1, 此时系统开环传递函数特征方程为:

$$as^3 + bs^2 + cs + d = 0 \quad (17)$$

式中, a, b, c, d 分别对应式(4)中分母各项。

根据卡尔丹公式, 式(17)的判别式为:

$$\Delta = (ba - 9ad)^2 - 4(b^2 - 3ac)(c^2 - 3bd) \quad (18)$$

由式(16)可知, 若系统稳定, 则 $K > 0$, 此时 $\Delta > 0$, 因此式(17)的解包含一个实根和一对共轭复根。式(17)可以改写成如下形式:

$$(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + p) = 0 \quad (19)$$

式中, ξ 为二阶系统阻尼比; ω_n 为谐振角频率; p 为一个实数极点。

不同 K 值下, 系统补偿前开环传递函数的伯德图如图 5 所示。由图 5 可知, 随着 K 值的增大, 系统谐振点从 f_r 向 f_n 偏移, 当 $K = 0.03$ 时, 谐振峰值最小。当 $K > 0.03$ 时, 幅频曲线将产生新的谐振尖峰。

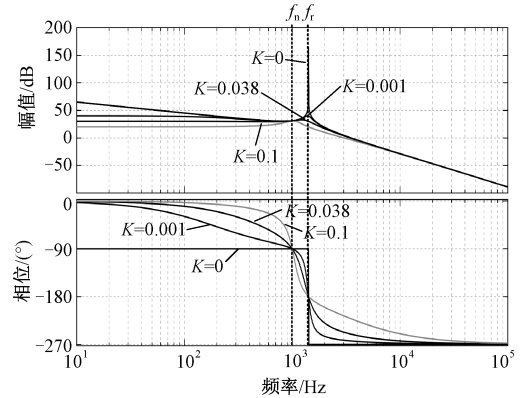


图 5 不同 K 值下系统伯德图

Fig. 5 Bode diagram of system in different values of K

3.3 PI 控制器参数设计

由 3.2 节分析可知, 系统的相频曲线在滤波器谐振频率 f_r 处穿越 -180° 。因此根据式(4), 系统在该点的幅值裕度可以表示如式(21)所示:

$$-20\lg \left| \frac{K_{PWM}G_i(s)}{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + KK_{PWM}} \right|_{s=j\omega_r} \geq G_M \quad (21)$$

PI 控制器在其转折频率之前,会给系统带来 -90° 的相移。为了降低该负相移对系统相位裕度的影响,PI 控制器的转折频率 f_L 应当低于滤波器的谐振频率 f_r ,因此在 f_r 处可以忽略 K_i 的作用。则可得幅值裕度对控制参数的约束式为:

$$K_p \leq \frac{|a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + KK_{PWM}|_{s=j\omega_r}}{10^{\frac{G_M}{20}} K_{PWM}} \quad (22)$$

由图 5 可知,系统幅频曲线在频率小于 f_r 时,可以近似为一个比例环节。因此有:

$$G_{LCL}(s) \approx \frac{1}{K} (K_p + \frac{K_i}{s}) \quad (23)$$

文献[17]指出,系统截止频率 $f_c \leq f_{sw}/10 < f_r$,因此可得系统截止频率对控制参数的约束式为:

$$K_i \leq \frac{\pi f_{sw} \sqrt{K^2 - K_p^2}}{5} \quad (24)$$

考虑系统相角裕度时,式(23)的简化不成立。根据式(4)计算系统相位裕度 P_M 可表示为:

$$180^\circ + \angle G_{LCL}(j\omega_c) \geq P_M \quad (25)$$

结合式(17)~式(20),式(25)可化成:

$$90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{K_p \omega_c}{K_i}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{2\xi\omega_n \omega_c}{\omega_n^2 - \omega_c^2}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{CL_1 L_2 \omega_c \omega_n^2}{KK_{PWM}}\right) \geq P_M \quad (26)$$

将已知数据代入式(26),其中 $\omega_c = \pi f_{sw}/5$,相位裕度 $P_M \geq 45^\circ$,可以得到相角裕度对控制参数的约束式为:

$$K_i \leq \frac{K_p \pi f_{sw}}{4.6} \quad (27)$$

由式(6)可知,并网电流 i_2 由两个分量 i_{g1} 和 i_{g2} 组成。其中 i_{g1} 与电流参考量 i_2^* 有关,一般而言,只要基波增益足够大, i_{g1} 可视为与 i_2^* 同相。当逆变器工作在单位功率因数下时, i_2^* 与 u_g 同相位,因此 i_{g1} 也与 u_g 同相位。当系统输出信号为工频信号时,可以忽略其高阶项,因此可以得到 i_{g2} 滞后于 u_g 90° [15]。当逆变器工作在理想状态时,输出功率因数应为 1。但由于 i_{g2} 与 i_{g1} 垂直,使得并网电流 i_g 与电网电压 u_g 之间存在功率因数角 θ 。根据式(6),可以得到并网电流的功率因数角正切值为:

$$\tan\theta = \frac{|i_{g2}(j\omega_0)|}{|i_{g1}(j\omega_0)|} = \frac{|G_u(j\omega_0)| |u_g(j\omega_0)|}{|G_{ci}(j\omega_0)| |i_2^*(j\omega_0)|} \quad (28)$$

由于电网基波频率 f_0 远小于 PI 控制器的转折频率 f_L ,因此分析 f_0 处系统幅频特性时,可以忽略

K_p 的影响。将式(4)和式(7)代入式(28)可得:

$$\tan\theta = U_g \frac{\sqrt{(CKK_{PWM}\omega_0^2)^2 + (\omega_0 - CL_1\omega_0^3)^2}}{K_i K_{PWM} I_2^*} \quad (29)$$

由文献[16]可知,逆变器稳态误差的要求可等效为功率因数要求。当要求满载时并网电流功率因数高于 0.99,即要求输出稳态误差小于 1%时,功率因数角需满足: $\theta \leq \arccos 0.99 = 8.1^\circ$ 。此时关于系统稳态误差和功率因数的约束条件一致。将上述约束条件代入式(30)得:

$$K_i \geq \frac{U_g \sqrt{(CKK_{PWM}\omega_0^2)^2 + (\omega_0 - CL_1\omega_0^3)^2}}{K_{PWM} I_2^* \tan\theta} \quad (30)$$

3.4 与电容电流反馈有源阻尼的比较

图 6 为两种电流反馈的系统开环传递函数伯德图。由图 6 可看出,逆变器侧电流反馈有源阻尼的低频段为一比例环节,仅与开环增益有关,当受到弱电网影响时,其低频段幅频曲线保持不变。而电容电流反馈的低频段可等效为 $L_1 + L_2 + L_g$ 的单 L 滤波器模型,其特性将受到弱电网的影响。当 L_g 较大时,其幅频曲线将向下偏移,系统幅值裕度和增益降低,输出功率因数也会因此降低,系统鲁棒性下降。

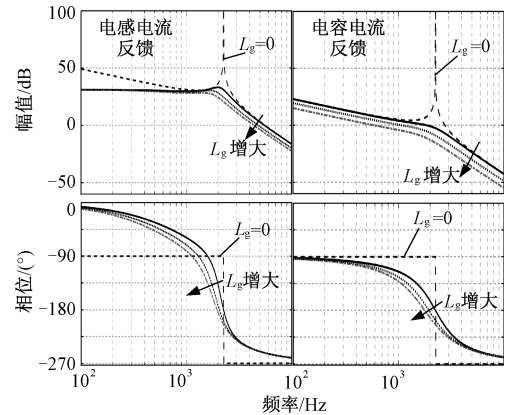


图 6 两种电流反馈与 L_g 的关系

Fig. 6 Relationship between L_g and two types of current feedback

4 设计实例

第 3 节给出了逆变器侧电流有源阻尼 LCL 并网逆变器系统的参数设计步骤,本节将给出具体的设计实例。LCL 并网逆变器的具体参数见表 2。设计时,逆变器需满足以下要求:①并网电流 THD 小

于 5%;②输出功率因数大于 0.99^[18];③逆变器侧电流 THD 小于 15%^[19];④系统开环传递函数 $PM \geq 45^\circ$, $GM \geq 3\text{dB}$ 。

表 2 LCL 并网逆变器系统参数

Tab. 2 System parameters of grid-connected inverter with LCL filter

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|------------------------|-----|---------------------------------|-----|
| 逆变器侧电感 L_1/mH | 0.8 | 直流侧电压 U_{in}/V | 360 |
| 网侧电感 L_2/mH | 2.4 | 电网电压 U_g/V | 220 |
| 滤波电容 $C/\mu\text{F}$ | 10 | 并网电流 i_2/A | 14 |
| 额定功率/kW | 3 | 开关频率 f_{sw}/kHz | 10 |

首先,根据式(16)可初步确定各个控制参数的取值范围。结合图 4 所示系统开环零极点图,系统在二阶谐振频率 ω_n 为 8500rad/s 时可获得最大的阻尼比 $\xi \approx 0.2$, 根据式(20)可解得 K 为 0.03。然后,结合 $PM \geq 45^\circ$, $GM \geq 3\text{dB}$ 和 $PF > 0.99$ 的要求,根据式(22),式(24)和式(27)可绘制出当 $K = 0.03$ 时, K_i 和 K_p 的约束曲线如图 7 所示。分别绘制出 A、B 和 C 三点基于系统精确模型的开环伯德图如图 8 所示。由图 8 可知,当考虑控制延时的影响时,相频曲线增加了一次负穿越,为使系统保持稳定,在负穿越频率处系统的幅频曲线应当在 0 以上。

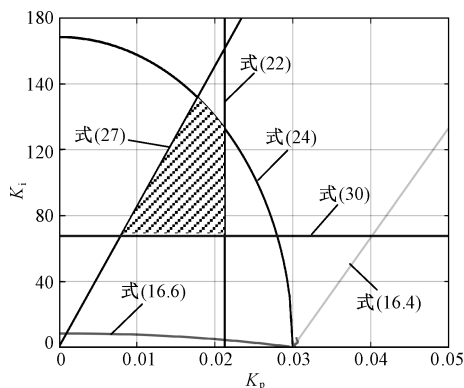


图 7 不同 K 值下系统伯德图

Fig. 7 Bode diagram of system in different values of K

当控制参数取值 A 点 ($K_i = 110$, $K_p = 0.018$) 时,系统幅值裕度为 50°,相位裕度为 5.5dB 和 -3.9dB,系统稳定且具备足够的稳定裕度。在 B 点 ($K_i = 50$, $K_p = 0.018$) 处,系统相位裕度为 91°,幅值裕度为 7dB 和 0.2dB,即系统在负穿越频率处的幅频增益小于 0,系统无法保持稳定。在 C 点 ($K_i = 110$, $K_p = 0.036$) 处,系统相位裕度 23°,幅值裕度为 0.9dB 和 -6.6dB,系统相位裕度和幅值裕度均小于所需值,因此无法保证系统具有足够的稳定裕度。

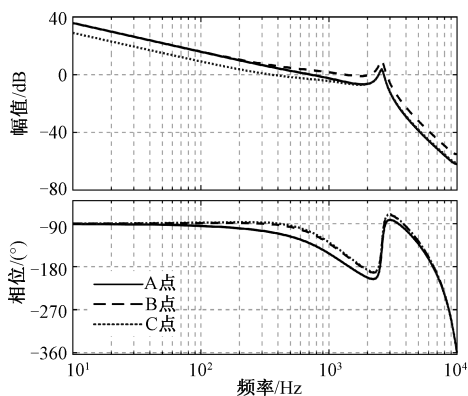


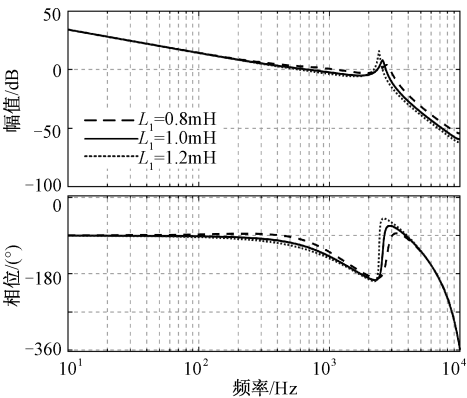
图 8 A、B、C 三点系统开环伯德图

Fig. 8 Bode diagram of system open loop of points A, B, C

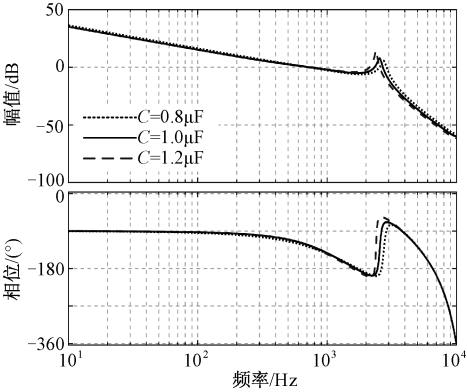
当电路运行在弱电网下时,电网的线路阻抗将会对逆变器系统产生影响。为便于分析,可以将电网阻抗折算在网侧电感 L_2 中。此外,电感 L_1 、 L_2 的非线性和电容 C 制作工艺的误差使其数值存在容差。为了观察系统各参数变化对稳定裕度的影响,绘制的参数波动时系统伯德图如图 9 所示。由图 9 (a) 可知,电感 L_1 对系统的主要影响为系统的幅值裕度将随 L_1 减小而减小,系统的幅值裕度变化为 3.2~5.7dB 和 -3.1~-10.8dB,相位裕度为 50°~62°。由图 9(b) 可知,电容 C 的增大会使系统的谐振频率 f_r 降低,从而使相频曲线整体向左平移,并使谐振峰值增大。系统的相位裕度能保持在 50°左右,但 C 减小会使系统幅值裕度降低。当 $C = 0.8\mu\text{F}$ 时,系统幅值裕度为 6.26dB 和 -3dB,系统仍拥有足够的稳定裕度。图 9(c) 中,由于考虑到电网阻抗在轻载运行时较大,故 L_2 变化范围为 -20%~+200%。从图 9(c) 中可以看出 L_2 的增大使得幅频曲线在中频段和高频段都产生向下的平移,使得系统的截止频率降低了。而系统相频曲线在中频段随着 L_2 的增大有较大幅度的下降,导致系统的相位裕度有较大幅度的减小。图 9(c) 中当 L_2 取值为 +300% 时,系统的相位裕度为 40.2°。该电感取值远大于一般情况下低压配网发生故障时的电网阻抗,因此可以认为该系统在弱电网中仍能稳定运行。

5 实验结果

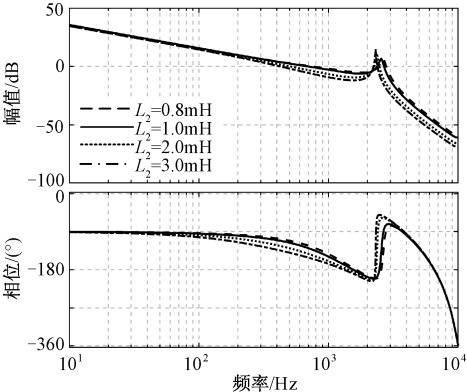
在实验室依据表 2 参数组建了图 10 所示 3kW 的单相并网逆变器实验平台。逆变器的功率管采用 IPW60R080P7,控制芯片采用 TMS320F28335,控制器参数选取上文设计方案所设计的取值, $K = 0.03$, $K_p = 0.018$, $K_i = 110$ 。可编程电网模拟器型号为



(a) L_1 变化时($\pm 20\%$)系统伯德图



(b) C 变化时($\pm 20\%$)系统伯德图



(c) L_2 变化时($-20\% \sim +200\%$)系统伯德图

图 9 参数波动时系统伯德图

Fig. 9 Bode diagram of system while parameter fluctuates

Chroma 61845,可编程直流源型号为 Chroma 61604,示波器型号为 RTE1024。

实验波形如图 11 所示。其中图 11(a)为电网阻抗 L_g 为 0 时逆变器稳态运行时输出电压、电流的波形,图 11(b)和图 11(c)分别为电网阻抗 L_g 不为 0 时逆变器输出电压、电流的动态波形;图 11(d)和图 11(e)分别为电容电流阻尼和逆变器侧电流阻尼两种控制方式的稳态和动态波形对比。

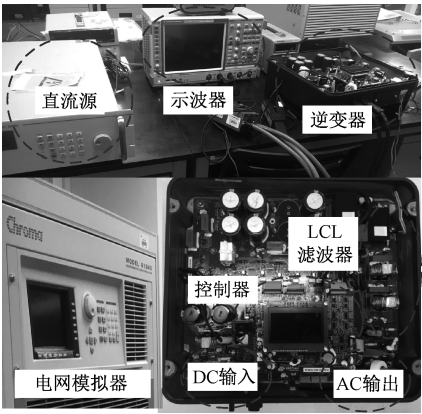
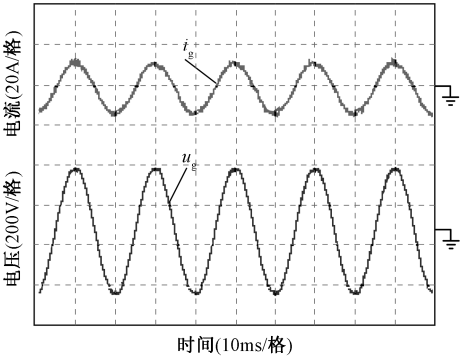
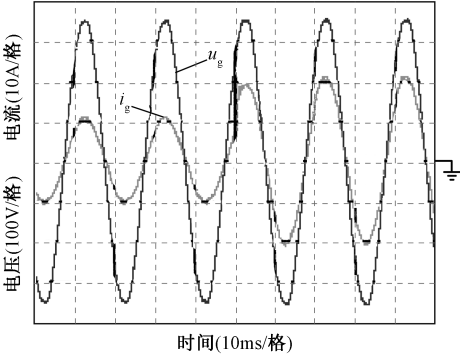


图 10 实验平台图

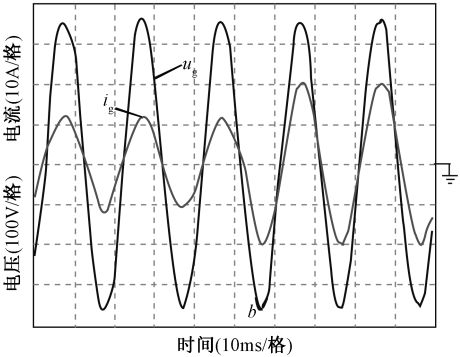
Fig. 10 Experimental platform



(a) 电网阻抗 $L_g=0$ 时 u_g 和 i_g 波形



(b) 电网阻抗 $L_g=1\text{mH}$ 时 u_g 和 i_g 波形



(c) 电网阻抗 $L_g=3\text{mH}$ 时 u_g 和 i_g 波形

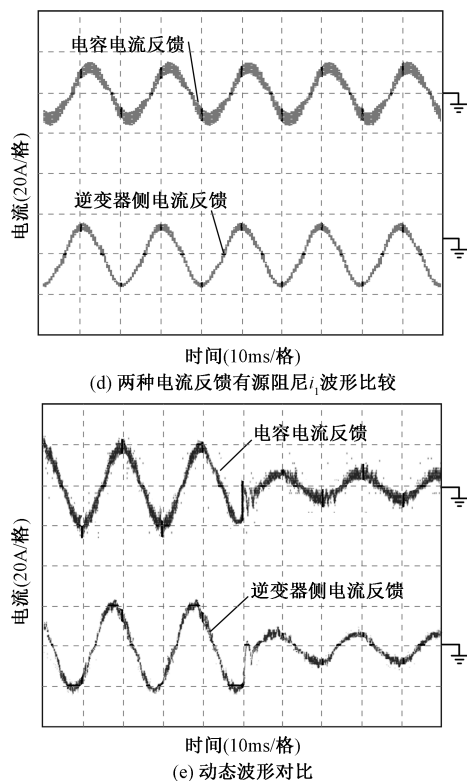


图 11 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms

图 11(a) 为不考虑电网阻抗时, 系统满载运行的网侧电压 u_g 和电流 i_g 波形。利用谐波分析仪测得逆变器输出功率因数为 99.1%, 电流 THD 为 3.96%。图 11(b) 为电网阻抗 $L_g = 1\text{mH}$ 时的实验波形。当逆变器满载运行时, 测得输出功率因数为 99.2%, 电流 THD 为 3.74%。与不考虑电网阻抗时的相比, 功率因数和 THD 都仅有 0.1% 变化, 证明了系统对电网阻抗有较强抗干扰能力。将电网阻抗增加到 $L_g = 3\text{mH}$, 测得网侧电压和电流波形如图 11(c) 所示。此时逆变器输出电流的功率因数为 98.9%, THD 为 3.64%。实验结果表明此时系统仍具备较好的稳态性能。当逆变器从半载向满载切换时, 网侧电流也能平稳、快速地过渡。

图 11(d) 是两种电流反馈下的逆变器侧电流 i_1 波形图。用谐波分析仪测得图 11(d) 中采用逆变器侧电流反馈时, i_1 的 THD 为 7.53%, 而采用电容电流反馈时电流 i_1 的 THD 为 12.14%。故相比于电容电流反馈有源阻尼, 用逆变器侧电流反馈更有利于降低逆变器输出电流高频谐波, 有利于开关管的保护。

图 11(e) 为电网阻抗为 0 时逆变器从满载到半载跳变过程的并网电流波形。从图 11(e) 中可知, 采用逆变器侧电流反馈的逆变器与电容电流反馈的

逆变器在调节时间上较为接近, 但前者在动态过程中的震荡幅值更小, 拥有更平滑的动态响应过程。

6 结论

本文基于逆变器侧电流反馈有源阻尼的 LCL 并网逆变器提出一种完备的控制参数设计方案。该方案综合考虑了控制延时、有源阻尼特性、系统稳定裕度和稳态性能。该方案设计过程清晰, 采用了简化模型减少计算量, 并用系统精确模型的伯德图对结果进行了验证。采用该方案设计的控制器能保证逆变器在滤波器参数波动和弱电网阻抗在较大范围内波动时仍具有较强的稳定性。与电容电流反馈有源阻尼相比, 逆变器侧电流反馈可使系统逆变器侧电流谐波畸变率更低, 使系统低频段幅频曲线受弱电网阻抗的影响更小, 使系统具有更强的鲁棒性。

参考文献 (References):

- [1] Kisu Kim, Honnyong Cha, Heung-Geun Kim. A new single-phase switched-coupled-inductor DC-AC inverter for photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (7): 5016-5022.
- [2] 程淳, 张阳, 邓木生 (Cheng Chun, Zhang Yang, Deng Musheng). 基于阻抗源逆变器的永磁直驱风力发电变流系统综述 (Review of permanent magnet direct drive wind power conversion system with impedance-source inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 10.12067/ATEEE1801056.
- [3] 王晓寰, 张敏霞, 张纯江, 等 (Wang Xiaohuan, Zhang Minxia, Zhang Chunjiang, et al.). 基于自适应下垂控制的多机逆变器双模式运行及平滑切换研究 (Study on two-modes operation and seamless transfer of multi-inverter based on adaptive droop control strategy) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (3): 17-25.
- [4] 谷青发, 王杰 (Gu Qingfa, Wang Jie). 逆变型微网下垂控制器参数选择和稳定性分析 (Droop controller parameter selection and stability analysis for inverter-interfaced microgrid) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 34-40.
- [5] Beres R N, Wang X, Liserre M, et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4 (1): 54-69.
- [6] 许晓笛, 李子欣, 楚遵方, 等 (Xu Xiaodi, Li Zixin, Chu Zunfang, et al.). 三相四线三电平 APF 并联运行

- 有源阻尼方法 (Active damping method of three-phase four-wire three-level multi-APF system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 12-19.
- [7] Wang B, Xu Y, Shen Z, et al. Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended-state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (7): 5428-5439.
- [8] Zhang S, Jiang S, Lu X, et al. Resonance issues and damping techniques for grid-connected inverters with long transmission cable [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (1): 110-120.
- [9] 庄超, 叶永强, 赵强松, 等 (Zhuang Chao, Ye Yongqiang, Zhao Qiangsong, et al.). 基于分裂电容法的 LCL 并网逆变器控制策略分析与改进 (Analysis and improvement of the control strategy of LCL grid-connected inverter based on split-capacitor) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (16): 85-93.
- [10] He N, Xu D, Zhu Y, et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (6): 2785-2797.
- [11] Ben Said-Romdhane M, Naouar M W, Slama-Belkhodja I, et al. Robust active damping methods for LCL filter-based grid-connected converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (9): 6739-6750.
- [12] Perez-Estevéz D, Doval-Gandoy J, Yepes A G, et al. Enhanced resonant current controller for grid-connected converters with LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (5): 3765-3778.
- [13] Yang D, Ruan X, Wu H. Impedance shaping of the grid-connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (11): 5795-5805.
- [14] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. (Xu Jinming, Xie Shaojun, Xiao Huafeng). LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究 (Research on control mechanism of active damping for LCL filters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (9): 27-33, 6.
- [15] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等 (Pan Donghua, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, et al.). 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法 (A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (18): 2558-2566.
- [16] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等 (Bao Chenlei, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, et al.). 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 (Design of grid-connected inverters with LCL filter based on pi regulator and capacitor current feedback active damping) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (25): 133-142.
- [17] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics [M]. Springer, 2001. 331-408.
- [18] Q/GDW 617-2011, 光伏电站接入电网技术规定 (Technical rule for photovoltaic power station connected to power grid) [S].
- [19] Sahoo A K, Shahani A, Basu K, et al. LCL filter design for grid-connected inverters by analytical estimation of PWM ripple voltage [A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2014. 1281-1286.

Novel dual loop control strategy and its parameters design method for LCL grid-connected inverter

LIANG Yi, XIE Yun-xiang, GUAN Yuan-peng

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: LCL filters are widely used in grid-connected inverters, but the inverters might be unstable when connected to a weak grid, and the high THD of the inverter-side current will shorten the life of inverters. Thus this paper proposes a completed parameters design method basing on a dual loop control, which takes the damping characters, digital control delay and resistance of the weak grid into consideration and reduces the THD of inverter-side current effectively. First, the precise model is derived to calculate an approximate range of control parameters. Then the exact value of K is derived by analyzing the damping characters. A simplified model is adopted to reduce the complication of the calculation for the control parameters. The experimental result shows that the grid-connected inverter employing the proposed controller attains both a better dynamic and static performance.

Key words: grid-connect inverter with LCL filter; inverter-side current feedback; control delay; active damping; control parameters