

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230939

基于双二阶滤波器的 LCL 型并网逆变器延时补偿方法

赵铁英^{1,2}, 李俊然^{1,2}, 高宁^{1,2}, 田培建^{1,2}

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003;
2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003)

摘要: 为了抑制 LCL 型滤波器的谐振尖峰, 电容电流反馈有源阻尼被广泛应用于 LCL 型并网逆变器中。由于数字控制延时带来的不利影响, 电容电流反馈有源阻尼的阻尼性能被严重削弱。负阻尼区域出现在 $f_s/6$ 到 $f_s/2$ 之间, 减弱了并网逆变器的稳定性和对电网阻抗变化下的鲁棒性。在电容电流反馈通道上插入一个双二阶滤波器来补偿数字控制延时带来的相位滞后, 正阻尼范围可以扩展到 $f_s/3$, 从而实现了电网阻抗变化的高鲁棒性。选择了合适的离散化方法, 分析了补偿后的系统稳定性。提出了一个详细的闭环参数设计流程, 以获得良好的控制性能。最后, 实验结果验证所提方法的有效性和参数设计流程的可行性。

关键词: 有源阻尼; 并网逆变器; LCL 滤波器; 延时补偿; 正阻尼范围; 弱电网

A delay compensation method based on a biquad filter for an LCL-type grid-connected inverter

ZHAO Tiewing^{1,2}, LI Junran^{1,2}, GAO Ning^{1,2}, TIAN Peijian^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;
2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: To attenuate the LCL filter resonance peak, capacitor-current-feedback active damping is widely used in an LCL-type grid-connected inverter. Because of the adverse effect introduced by the digital control delay, the performance of capacitor-current-feedback active damping significantly deteriorates. The negative damping region appears from $f_s/6$ to $f_s/2$. This weakens the stability and robustness of the grid-connected inverter against the grid impedance variation. A biquad filter is adopted to insert into the capacitor-current-feedback path to compensate for the phase-lag resulting from the digital control delay. The positive damping region can be expanded to $f_s/3$, thus achieving high robustness against grid impedance variation. The proper discrete method is chosen and the system stability after compensation is analyzed. Also, a detailed close-loop parameter design procedure is presented to obtain better control performance. Finally, experimental results are provided to verify the effectiveness of the proposed method and the feasibility of the parameter design procedure.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U1804143).

Key words: active damping; grid-connected inverter; LCL filter; delay compensation; positive damping region; weak grid

0 引言

如今, 随着对可再生能源的需求不断增长, 分布式发电系统(distributed power generation system, DPGS)越来越受到重视。并网逆变器作为可再生能源和 DPGS 之间的接口发挥着关键作用, 向电网注入高质量、稳定的电流^[1-4]。为了减少并网电流的开

关谐波含量, L 型和 LCL 型滤波器被广泛使用。与 L 型滤波器相比, LCL 型滤波器具有更好的高次谐波抑制能力, 而且所需总电感量更小, 这意味着更小的体积。可是 LCL 滤波器的固有谐振问题可能会导致系统出现不稳定现象^[5]。为了解决这个问题, 必须采用阻尼方法来抑制谐振尖峰, 阻尼方法可分为无源阻尼和有源阻尼。无源阻尼是通过在滤波器拓扑上串联或并联一个电阻来实现的, 这是有效且可靠的, 但会有相当大的能量损耗^[6-7]。有源阻尼可以通过级联数字滤波器^[4]或反馈状态变量^[9-12]来实

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U1804143); 河南理工大学博士基金项目资助(B2014-027)

现并且没有额外的损耗。其中，电容电流反馈有源阻尼因其实现简单且有效，在实际中得以广泛应用。

为了获得高控制灵活性，大多数并网逆变器是数字控制的。然而，数字控制在控制回路中引入了1.5 拍的控制延时^[13]，而且削弱了电容电流阻尼的控制性能。在这种情况下，电容电流反馈不再等效为一个虚拟电阻，而是一个随系统频率变化的虚拟阻抗^[14]。在文献[15]中， $f_s/6$ 被定义为临界频率 f_{crit} 。当系统谐振频率 f_r 大于 $f_s/6$ 时，虚拟电阻小于零并引入了一对不稳定的开环极点，这导致了不同的稳定性要求。当谐振频率 f_r 接近临界频率时，由于幅值裕度不足，可能会出现不稳定现象^[16-17]。此外，当谐振频率等于 $f_s/6$ 时，无论阻尼系数是多少，系统都是不稳定的^[18]。因此，数字控制延时降低了并网逆变器的稳定性和对电网阻抗变化的鲁棒性。

为了缓解甚至消除控制延时对阻尼效果的不利影响，目前研究方法大致可分为两类。1) 直接减少控制延时。文献[19]通过缩短采样时刻和调制信号装载时刻之间的时间间隔来减少延时，然而这样可能会引入信号混叠和开关噪声。文献[20]提出了多重采样方案，这相当于通过提高采样频率来减少计算延时，但它也容易受到信号混叠和开关噪声的影响。2) 使用控制方法间接补偿控制延时。在文献[21]中，Smith 预测器被用来缓解控制延时的不利影响，它是有效而且容易实现的。但是 Smith 预测器对系统参数和运行条件的变化很敏感，从而导致鲁棒性很差。状态观测器也可以用来计算系统下一拍的状态变量来补偿计算延时^[22-23]，但是状态观测器需要消除建模误差，这将带来额外的计算负担。文献[24-25]利用 SOGI 和陷波器将正阻尼范围扩大到 $f_s/4$ ，然而，当谐振频率大于 $f_s/4$ 时可能不再适用。文献[26-27]通过高通滤波器(high pass filter, HPF)，实现了 RC 和 RLC 阻尼。正阻尼区域可以极大地拓宽到几乎 $f_s/3$ 。可是其数字实现是复杂的，并且由于 HPF 的存在，高频噪声可能被放大。在文献[28]中，电容电流反馈和正 PI 反馈相结合，将正阻尼范围扩大到 $0.48 f_s$ 。但固有的正反馈可能导致不稳定，而且必须需要一个额外的电压传感器，这增加了成本。为了获得更高的相位补偿，文献[29]提出了一个二阶相位补偿器来补偿相位滞后，它可以将临界频率扩大到几乎 Nyquist 频率($f_s/2$)。但是其相位补偿器在 Nyquist 频率附近的幅度增益过大，会引入高频噪声放大问题。文献[30]在电容电流反馈通道中插入了一个准积分元件来拓宽正阻尼范围到 Nyquist 频率，但是会出现低频段的负阻尼区，这是不被允许的。

本文针对数字控制下的电容电流反馈 LCL 型

并网逆变器，分析了控制延时对阻尼性能的影响和补偿控制延时的基本准则。提出了一种改进电容电流反馈有源阻尼方法，不仅补偿了数字控制延时而且没有引入开关噪声以及高频噪声放大问题。并网逆变器加强了电网阻抗变化的鲁棒性。最后，搭建了 2 kW 实验平台，实验结果验证了所提方法的有效性。

1 数字控制延时对 LCL 型并网逆变器的影响

1.1 LCL 型并网逆变器的数学模型

图 1 给出了数字控制单相 LCL 型并网逆变器及其控制结构。其中，LCL 型滤波器由逆变器侧电感 L_1 、滤波电容 C 和电网侧电感 L_2 组成。 U_{dc} 和 U_g 分别是直流电源和电网电压。 U_{inv} 和 i_{L1} 分别代表逆变器桥臂输出电压和逆变侧电流。 H_{i1} 和 H_{i2} 分别为电容电流 i_c 和电网侧电流 i_g 的采样系数， $G_{pi}(z)$ 是相位超前补偿器。电网阻抗由电网电阻和电网电感组成，由于电阻部分可以在一定程度上提供阻尼，因此，电网阻抗被认为是一个纯电感 L_g ，来模拟没有无源阻尼的最坏情况。为了控制电网电流 i_g ，使其与公共耦合点(point of common coupling, PCC)上的电压同步。并网电流参考量 i_{ref} 由外部电压控制环路产生的振幅 I^* 和锁相环(phase-locked loop, PLL)从 U_{PCC} 提取的相位 θ 组成。因为电压环的动态性能远低于并网电流环，在此可以单独分析并网电流环。而且锁相环 PLL 的控制带宽被设定为低于基频，以防止出现低频不稳定现象^[31]。

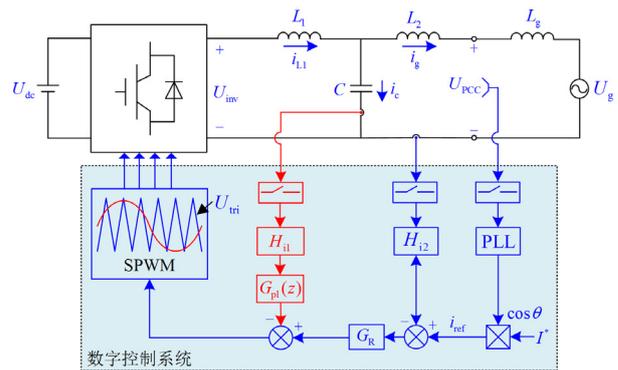


图 1 数字控制单相 LCL 型并网逆变器及其控制结构

Fig. 1 Digitally controlled single-phase LCL-type grid-connected inverter and its control structure

根据图 1，图 2 给出了数字控制下单相并网逆变器电容电流反馈阻尼控制框图及其等效变换。其中， K_{PWM} 相当于逆变器的增益，可以近似为 U_{inv}/U_{tri} ，其中 U_{tri} 为三角载波的振幅。数字控制

延时包含计算延时和 PWM 延时^[32]。为了避免调制信号和载波信号之间的多次交截, 在信号装载时刻和信号采样时刻之间有一个采样周期的延时, 这就是计算延时。而调制信号在装载后需要在一个采样周期内保持不变并与三角载波相比较, 这个过程会

引入半个采样周期的延时。因此, 控制回路的总控制延时为 $1.5T_s$, 其传递函数为

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (1)$$

式中: T_s 为采样周期; $G_d(s)$ 为控制回路传递函数。

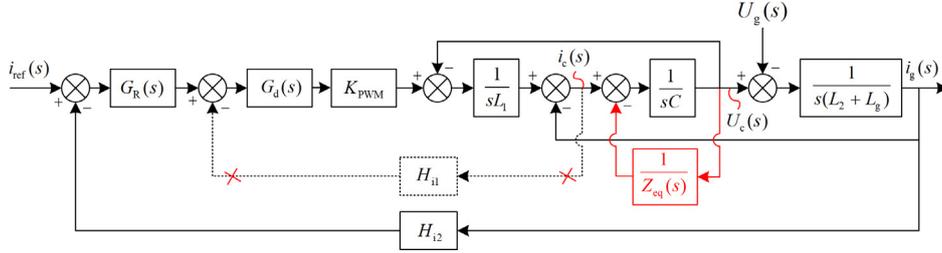


图 2 数字控制下单相并网逆变器电容电流反馈阻尼控制框图及其等效变换

Fig. 2 Block diagram of single-phase grid-connected inverter capacitor current feedback damping control under digital control and its equivalent transformation

$G_R(s)$ 是 PR 电流控制器, 其传递函数可以表示为

$$G_R(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_1 s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_0^2} \quad (2)$$

式中: K_p 为比例增益, K_r 为谐振增益; ω_0 为基波角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$; ω_1 为谐振截止频率, 为了保证电网基频 f_0 波动时 PR 电流控制器在基频处有足够的增益, ω_1 被设定为 π 。根据文献[33]的离散方法可以得到 $G_R(s)$ 的离散域传递函数为

$$G_R(z) = K_p + \frac{2K_r\omega_1 T_s(z-1)}{z^2 + (\omega_0^2 T_s^2 + 2\omega_1 T_s - 2)z - 2\omega_1 T_s + 1} \quad (3)$$

由图 2 可得系统开环增益 $T_D(s)$ 表达式为

$$T_D(s) = \frac{H_{i2} K_{PWM} G_d(s) G_R(s)}{s^3 L_1 L_T C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{PWM} G_d(s) G_{pl}(s) + s(L_1 + L_T)} \quad (4)$$

式中: $L_T = L_2 + L_g$; ω_r 为谐振角频率。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C}} \quad (5)$$

利用文献[34]中所提的 z 变换方法, 可推导出式(4)在 z 域的表达式为

$$T_D(z) = \frac{H_{i2} G_R(z) K_{PWM}}{\omega_r (L_1 + L_T) (z-1)} \cdot \frac{\omega_r T_s [z^2 - 2\cos(\omega_r T_s)z + 1] - (z-1)^2 \sin(\omega_r T_s)}{z[z^2 - 2\cos(\omega_r T_s)z + 1] + (z-1)} \frac{H_{i1} G_{pl}(z) K_{PWM} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \quad (6)$$

1.2 控制延时对电容电流反馈有源阻尼性能的影响

为了分析控制延时对电容电流反馈有源阻尼性

能的影响, s 域的控制框图及其等效变换如图 2 所示。将反馈变量 $i_c(s)$ 替换为 $U_c(s)$, 并将反馈节点从 $G_R(s)$ 的输出端移至 $1/sC$ 的输入端。通过上述等效变换, 电容电流反馈有源阻尼可以等效为一个并联在滤波电容 C 上的虚拟阻抗 Z_{eq} , 其表达式为

$$Z_{eq}(s) = \frac{L_1 e^{-1.5sT_s}}{H_{i1} K_{PWM} C} \quad (7)$$

将 $s = j\omega$ 代入式(7), 可得

$$Z_{eq}(j\omega) = \frac{L_1 e^{-1.5j\omega T_s}}{H_{i1} K_{PWM} C} = R_{eq}(\omega) // jX_{eq}(\omega) \quad (8)$$

根据式(8), Z_{eq} 可以表示为虚拟电阻 R_{eq} 和虚拟电抗 X_{eq} 的并联形式, R_{eq} 和 X_{eq} 的表达式分别为

$$R_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{PWM} C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (9)$$

$$X_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{PWM} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (10)$$

根据式(9)和式(10), 可以得到 R_{eq} 和 X_{eq} 的频率特性, 如图 3 所示。由图 3 可得, R_{eq} 在 $f_r \in (0, f_s/6)$ 时大于零, 而在 $f_r \in (f_s/6, f_s/2)$ 时小于零, 当 $f_r = f_s/6$ 时等于零。很明显, $f_s/6$ 是正阻尼范围的边界频率, 可以被定义为临界频率 f_{cri} 。

表 1 总结了数字控制下电容电流反馈有源阻尼并网逆变器的稳定性要求, 其中下标(+)和(-)分别代表正穿越和负穿越 -180° 线。 P 是开环不稳定极点的数量, M_{PM} 为相位裕度, M_{GM_a} 和 M_{GM_b} 分别为 f_r 和 $f_s/6$ 处的幅值裕度。当 H_{i1} 大于其临界值 H_{ic} 时会引入一对右半平面开环极点, 其表达式为

$$H_{ilc} = \frac{\omega_r L_1 [2 \cos(\omega_r T_s) - 1]}{K_{PWM} \sin(\omega_r T_s)} \quad (11)$$

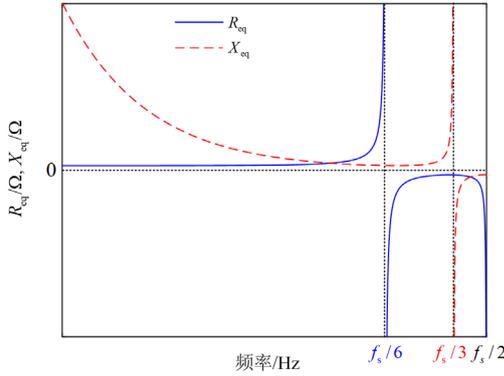


图3 R_{eq} 和 X_{eq} 的频率特性
Fig. 3 Frequency characteristics of R_{eq} and X_{eq}

表1 稳定性要求

Table 1 Stability requirements

	情况1	情况2	情况3	情况4
f_r	$(0, f_s/6)$	$(0, f_s/6)$	$f_r = f_s/6$	$(f_s/6, +\infty)$
H_{il}	$(0, H_{ilc})$	$(H_{ilc}, +\infty)$	None	$(0, +\infty)$
P	0	2	2	2
-180° 穿越频率	$f_{r(-)}$	$f_{r(-)}, f_s/6_{(+)}$	None	$f_s/6_{(-)}, f_{r(+)}$
幅值裕度要求	$M_{GM_s} > 0\text{ dB}$	$M_{GM_s} > 0\text{ dB}$ $M_{GM_b} < 0\text{ dB}$	Unstable	$M_{GM_s} < 0\text{ dB}$ $M_{GM_b} > 0\text{ dB}$
相位裕度要求	$M_{PM} > 0^\circ$	$M_{PM} > 0^\circ$	Unstable	$M_{PM} > 0^\circ$

根据上述分析, 采用一个低于 $f_s/6$ 的谐振频率可以简化稳定性要求。然而, 它需要一个更大体积的电感或电容, 这不符合成本效益。并且由于弱电网的影响, 并网逆变器会拥有较差的动态性能。此外, 表1中情况2的幅值裕度要求与情况4相冲突。因为 f_r 随着 L_g 的增加而减小, 实际的谐振频率可能接近于临界频率, 由于幅值裕度的不足以及相反的稳定性要求, 这将导致系统出现不稳定现象。而且当 $f_r = f_s/6$ 时, 逆变器无法稳定运行。因此, 需要减小数字控制延时带来的相位滞后来拓宽正阻尼范围, 从而使并网逆变器对电网阻抗变化具有高鲁棒性。

1.3 延时补偿准则

Z_{eq} 的相位特性可以反映出 R_{eq} 的符号, 由式(8)可得其相位表达式为

$$\angle Z_{eq}(j\omega) = -1.5\omega T_s = -\frac{3\pi f}{f_s} \quad (12)$$

图4给出了 Z_{eq} 的相频特性以及对应的补偿曲线, 其特性可以总结为表2。

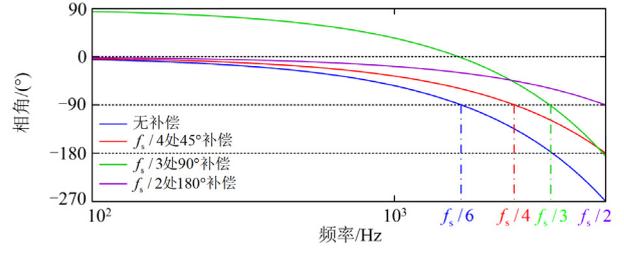


图4 延时补偿特性

Fig. 4 Time delay compensation characteristics

表2 延时补偿特性总结

Table 2 Summary of time delay compensation characteristics

	$f_s/6$	$f_s/4$	$f_s/3$	$f_s/2$
$\angle Z_{eq}(j\omega)$	-90°	-135°	-180°	-270°
所需相位补偿	0°	45°	90°	180°

由图4和表2可得, 当 Z_{eq} 的相位位于 -90° 到 90° 之间时, R_{eq} 大于零。所以在相应的频段补偿足够的相位就可以将正阻尼范围扩大到其附近。最理想的是在 Nyquist 频率处提供至少 180° 的相位补偿使得 R_{eq} 在全频段大于零。

相位补偿器通常是在 s 域进行设计, 但是在离散域工作。 z 域中补偿器在 Nyquist 频率处的相位对应 s 域的 $+\infty$ 处, 这就会导致补偿器在 z 域中高频段相位补偿性能严重降低。而且相位补偿器在高频段的高相位补偿通常伴随着高幅值增益, 这会放大高频噪声信号, 所以是不可取的。根据上述分析, 可以给出延时补偿准则:

(1) 要避免在 $(0, f_s/6)$ 低频段引入过大的相位补偿, 导致低频段出现负阻尼区域。

(2) 尽量在高频段获得更高的相位补偿从而使正阻尼范围更大。而且要选择合适的离散化方法使得高频段的相位补偿性能衰减最小化。

(3) 谐振频率附近相位补偿器幅值增益太低会极大地减弱阻尼性能, 高频段幅值增益太大会放大高频噪声。所以在设计相位超前补偿器时对其相位超前性能和幅值增益要进行权衡。

2 数字控制延时补偿策略

2.1 相位超前补偿器参数设计

为了补偿数字控制延时带来的相位滞后, 本文在电容电流反馈通路插入了一个双二阶滤波器 $G_{pl}(s)$, 其 s 域传递函数和相位表达式分别为

$$G_{pl}(s) = \frac{s^2 + 2\alpha\omega_a s + \omega_a^2}{s^2 + 2\beta\omega_b s + \omega_b^2} = \frac{G_\alpha(s)}{G_\beta(s)} \quad (13)$$

$$\angle G_{pl}(j\omega) = \arctan \frac{2\alpha\omega_\alpha\omega}{\omega_\alpha^2 - \omega^2} - \arctan \frac{2\beta\omega_\beta\omega}{\omega_\beta^2 - \omega^2} \quad (14)$$

$G_{pl}(s)$ 中有 4 个参数: α 、 β 、 ω_α 、 ω_β , 需要按照 1.3 节中的延时补偿准则进行设计。由式(14)可知, 为了获得较大的相位超前能力, 需要前一项比较大且后一项比较小。

(1) ω_β 参数设计

图 5 给出了 $G_\alpha(s)$ 和 $G_\beta(s)$ 的频率特性。由图 5 可以看出, $G_\beta(s)$ 的频率特性在 ω_β 前拥有较低的相位。所以根据式(14)可得, ω_β 要远大于 ω_α , 从而使式(14)中的前一项远大于后一项以获得更大的相位补偿, 所以可以将 ω_β 设定为 $0.5\omega_s$ 。理论上 ω_β 可以大于 Nyquist 频率使得 Nyquist 频率附近 $G_\beta(s)$ 具有更小的相位, 但是实际上由于数字离散过程的限制, 这是不能适用的^[35]。

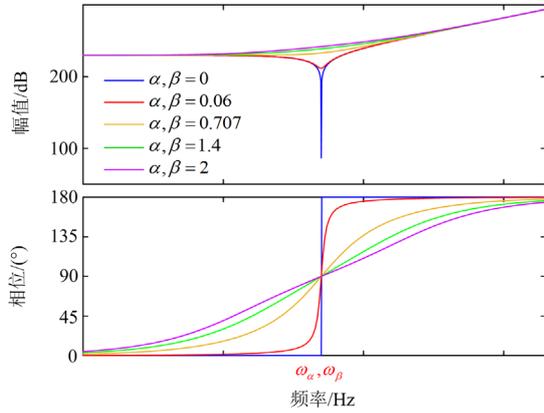


图 5 $G_\alpha(s)$ 和 $G_\beta(s)$ 的频率特性

Fig. 5 Frequency characteristics of $G_\alpha(s)$ and $G_\beta(s)$

(2) α 与 β 参数设计

由图 5 可得, 随着 α 和 β 减小, ω_α 和 ω_β 前后频段的相位分别减小和增加。由于 ω_β 等于 Nyquist 频率且远大于 ω_α , 所以 α 与 β 应取较小值。但是当 α 与 β 小于 0.707 时, $G_\alpha(s)$ 和 $G_\beta(s)$ 的幅频特性中会出现反谐振尖峰。由 1.3 节的准则(3)可知, 过低的幅值增益会严重影响阻尼效果, 则 α 和 β 可以被设计为 0.71。

(3) ω_α 参数设计

为了扩大正阻尼区域, 高频段需要更高的相位补偿, 但是根据 1.3 节延时补偿准则(1), 中低频段不能出现负阻尼区域。图 6 给出了补偿后 Z_{eq} 随着 ω_α 变化的相位频率特性。由图 6 可得, 正阻尼范围随着 ω_α 的减小而扩大。但是, 当 $\omega_\alpha = 0.02\omega_s$ 时出

现了低频段负阻尼区域。则 ω_α 可以取为 $0.04\omega_s$, 此时正阻尼范围扩大到 $0.362f_s$ 。

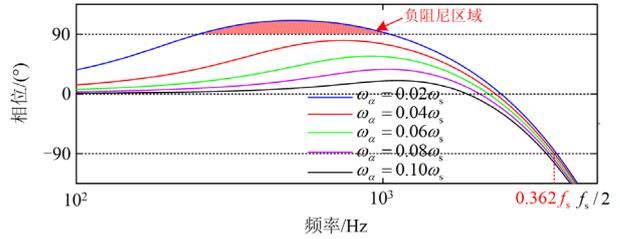


图 6 补偿后 Z_{eq} 随着 ω_α 变化的相位频率特性

Fig. 6 Phase frequency characteristics of Z_{eq} after compensation as ω_α varies

2.2 相位超前补偿器离散化

上述相位超前补偿器是在连续域进行设计的, 但是其工作于离散域, 所以要选择合适的离散化方法对其进行离散化。图 7 给出了不同离散化方法对 $G_{pl}(s)$ 进行离散化之后的频率特性。

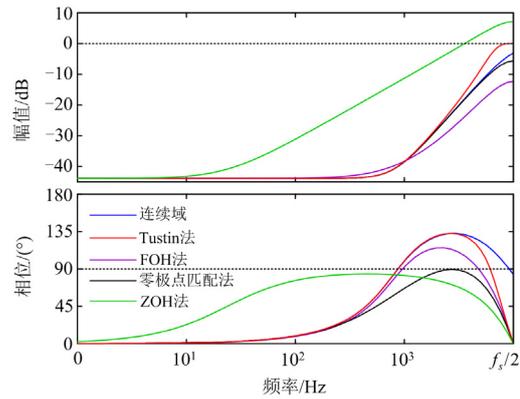


图 7 $G_{pl}(s)$ 不同离散化频率特性

Fig. 7 Different discretization frequency characteristics of $G_{pl}(s)$

由图 7 可得, Tustin 离散后的 $G_{pl}(z)$ 在高频段损失的相位更少而且其高频段幅值增益逐渐增大到 Nyquist 频率处为 0。这意味着其拥有与连续域相差不大的相位超前能力而且没有放大高频噪声。对 $G_{pl}(s)$ 进行 Tustin 离散化后其表达式为

$$G_{pl}(z) = \frac{n_2 z^2 + n_1 z + n_0}{f_2 z^2 + f_1 z + f_0} \quad (15)$$

$$\begin{cases} n_2 = \omega_\alpha^2 T_s^2 + 4\alpha\omega_\alpha T_s + 4 \\ n_1 = 2\omega_\alpha^2 T_s^2 - 8 \\ n_0 = \omega_\alpha^2 T_s^2 - 4\alpha\omega_\alpha T_s + 4 \\ f_2 = \omega_\beta^2 T_s^2 + 4\beta\omega_\beta T_s + 4 \\ f_1 = 2\omega_\beta^2 T_s^2 - 8 \\ f_0 = \omega_\beta^2 T_s^2 - 4\beta\omega_\beta T_s + 4 \end{cases} \quad (16)$$

补偿后等效阻抗 Z_{eq1} 的表达式为

$$Z_{\text{eq1}}(\omega) = \frac{L_1}{H_{\text{il}}CK_{\text{PWM}}G_{\text{pl}}(e^{j\omega T_s})} \frac{e^{1.5j\omega T_s}}{G_{\text{pl}}(e^{j\omega T_s})} \quad (17)$$

与式(8)相似, 补偿后的等效阻抗同样可以分解为一个等效电阻和一个等效电抗的并联形式, 分别可以表示为

$$\begin{cases} R_{\text{eq1}}(\omega) = \frac{L_1}{H_{\text{il}}CK_{\text{PWM}}} \frac{A^2 + B^2}{AD} \\ X_{\text{eq1}}(\omega) = \frac{L_1}{H_{\text{il}}CK_{\text{PWM}}} \frac{A^2 + B^2}{BD} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} A = (n_2f_1 + n_1f_0 + n_2f_0)\cos(0.5\omega T_s) + \\ (n_2f_2 + n_1f_1 + n_0f_0)\cos(1.5\omega T_s) + \\ (n_1f_2 + n_0f_1)\cos(2.5\omega T_s) + \\ n_0f_2\cos(3.5\omega T_s) \\ B = (n_2f_1 + n_1f_0 - n_2f_0)\sin(0.5\omega T_s) + \\ (n_2f_2 + n_1f_1 + n_0f_0)\sin(1.5\omega T_s) + \\ (n_1f_2 + n_0f_1)\sin(2.5\omega T_s) + \\ n_0f_2\sin(3.5\omega T_s) \\ D = [n_2 + n_1\cos(\omega T_s) + n_0\cos(2\omega T_s)]^2 + \\ [n_1\sin(\omega T_s) + n_0\sin(2\omega T_s)]^2 \end{cases} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可以得到 R_{eq1} 的频率特性, 如图 8 所示。由图 8 可得, R_{eq1} 的正阻尼范围扩大到了 $f_s/3$, 这覆盖了大部分可能的谐振频率。

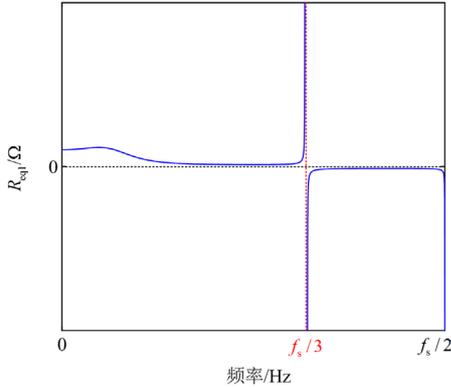


图 8 R_{eq1} 频率特性

Fig. 8 Frequency characteristics of R_{eq1}

3 稳定性分析与控制系统闭环参数设计

3.1 补偿后稳定性分析

补偿后, 系统的稳定性可能会发生变化, 所以需要进一步分析。因为式(6)中的极点 $z=1$ 位于单位圆边界并且不影响稳定性, 从而在后续稳定性分析中可以忽略。因此, $T_D(z)$ 的特征方程可以表示为

$$z[z^2 - 2\cos(\omega_r T_s)z + 1] + (z-1)\frac{H_{\text{il}}G_{\text{pl}}(z)K_{\text{PWM}}}{\omega_r L_1}\sin(\omega_r T_s) = 0 \quad (20)$$

对式(20)使用朱利稳定性判据进行稳定性分析, 则式(20)可变换为

$$a_5 z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0 = 0 \quad (21)$$

$$\begin{cases} a_5 = f_2 \\ a_4 = f_1 - 2f_2 \cos(\omega_r T_s) \\ a_3 = f_2 + f_0 - 2f_1 \cos(\omega_r T_s) + n_2 H \\ a_2 = f_1 - 2f_0 \cos(\omega_r T_s) + (n_1 - n_2)H \\ a_1 = f_0 + (n_0 - n_1)H \\ a_0 = -n_0 H \\ H = H_{\text{il}}K_{\text{PWM}}\sin(\omega_r T_s)/\omega_r L_1 \end{cases} \quad (22)$$

根据朱利稳定性判据可得其稳定性要求为

$$\begin{cases} a_5 + a_4 + a_3 + a_2 + a_1 + a_0 > 0 \\ -a_5 + a_4 - a_3 + a_2 - a_1 + a_0 < 0 \\ |a_0| - a_5 < 0 & |c_0| - |c_3| > 0 \\ |b_0| - |b_4| > 0 & |d_0| - |d_2| > 0 \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} b_0 = a_0^2 - a_5^2, & b_1 = a_0 a_1 - a_4 a_5 \\ b_2 = a_0 a_2 - a_3 a_5, & b_3 = a_0 a_3 - a_2 a_5 \\ b_4 = a_0 a_4 - a_1 a_5, & c_0 = b_0^2 - b_4^2 \\ c_1 = b_0 b_1 - b_4 b_3, & c_2 = b_0 b_2 - b_4 b_2 \\ c_3 = b_0 b_3 - b_4 b_1, & d_0 = c_0^2 - c_3^2 \\ d_1 = c_0 c_1 - c_2 c_3, & d_2 = c_0 c_2 - c_1 c_3 \end{cases} \quad (24)$$

根据式(23), 可以分别得出阻尼系数 H_{il} 的临界值 H_{ilc1} 、 H_{ilc2} 、 H_{ilc3} 和 H_{ilc4} 。所以 $H_{\text{il-min}}$ 可以被定义为它们中的最小值, 表示为

$$H_{\text{il-min}} = \min\{H_{\text{ilc1}}, H_{\text{ilc2}}, H_{\text{ilc3}}, H_{\text{ilc4}}\} \quad (25)$$

因此, 可以分为以下 5 种情况分析系统的稳定性。

情况 1: $f_r \in (0, f_s/3)$ 且 $0 < H_{\text{il}} < H_{\text{il-min}}$ 。

情况 2: $f_r \in (0, f_s/3)$ 且 $H_{\text{il}} > H_{\text{il-min}} > 0$ 。

情况 3: $f_r \in (0, f_s/3)$ 且 $H_{\text{il}} > H_{\text{il-crit}} > 0$ 。

情况 4: $f_r \in (f_s/3, f_s/2)$ 且 $0 < H_{\text{il}} < H_{\text{il-min}}$ 。

情况 5: $f_r \in (f_s/3, f_s/2)$ 且 $H_{\text{il}} > H_{\text{il-crit}} > 0$ 。

当 $G_R(z)=1$ 时, $T_D(z)$ 5 种情况下的 Bode 图如图 9 所示。

由图 9 可得, 情况 1 中相频曲线只在 f_{c1} 处负穿越了一次 -180° 线, 而情况 3 和情况 5 只在 f_{c2} 处负穿越了一次 -180° 线并且在奈奎斯特频率处与 -180° 线相切。情况 2 和情况 4 在 f_{c2} 处进行了一次负穿越,

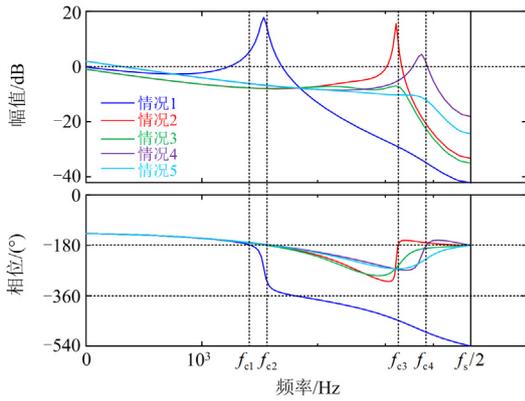


图9 补偿后 Bode 图分析

Fig. 9 Bode plot analysis after compensation

而且在 f_{c3} 和 f_{c4} 处分别进行了一次正穿越。其中 H_{il_cri} 是当情况 3 与情况 5 中相频曲线与 -180° 线相切时 H_{il} 的临界值, H_{il_cri} 可以通过 Matlab 得到。根据上述分析和 Nyquist 稳定判据可以得到 5 种情况下的稳定性要求, 总结如下。

(1) 情况 1: 相频曲线只在 f_{c1} 处负穿越了一次 -180° 线, 而且此时系统无不稳定开环极点, 所以 $T_D(z)$ 在 f_{c1} 处的增益要小于零才能令系统稳定, 也就是

$$\left| T_D(e^{j2\pi f_{c1} T_s}) \right| < 1 \quad (26)$$

(2) 情况 3 和情况 5: 相频曲线只在 f_{c2} 处负穿越了一次 -180° 线且没有正穿越, 但是此时系统有一对不稳定开环极点, 所以此时系统不稳定。

(3) 情况 2 和情况 4: 相频曲线在 f_{c2} 处进行了一次负穿越, 但是在 f_{c3} 和 f_{c4} 处分别进行了一次正穿越。此时系统有一对不稳定开环极点, 为了保证系统稳定, $T_D(z)$ 在 f_{c2} 处的增益要小于零而且在 f_{c3} 和 f_{c4} 处的增益要大于零, 即

$$\begin{cases} \left| T_D(e^{j2\pi f_{c2} T_s}) \right| < 1 \\ \left| T_D(e^{j2\pi f_{c3} T_s}) \right| > 1 \\ \left| T_D(e^{j2\pi f_{c4} T_s}) \right| > 1 \end{cases} \quad (27)$$

从上述分析可以得到, 情况 1 的稳定性要求最简单。而所提出的相位补偿策略将正阻尼范围扩大到 $f_s/3$, 使得系统在 $f_r \in (0, f_s/3)$ 时对电网阻抗变化具有高鲁棒性。

3.2 闭环参数设计

为了保证逆变器能够随着 L_g 的变化而稳定地运行, 需要合理地设计电容电流反馈系数和电流控制器参数。

因为滤波电容 C 对高于穿越频率 f_c 频段的开环增益影响很小, 所以 f_c 处的开环增益可以近似为

$$\left| T_D(j2\pi f_c) \right| \approx \left| \frac{H_{i2} K_{PWM} G_R(s)}{s(L_1 + L_2)} \right| \quad (28)$$

由于 f_c 远大于 f_0 , 因此可得 $|G_R(j2\pi f_c)| \approx K_p$ 。

将 $|G_R(j2\pi f_c)| \approx K_p$ 与 $|T_D(j2\pi f_c)| = 1$ 代入式(28), 可得

$$K_p \approx \frac{2\pi f_c (L_1 + L_2)}{H_{i2} K_{PWM}} \quad (29)$$

T_{f_0} 是基频 f_0 的环路增益, 它与稳态误差有关, 其表达式为

$$T_{f_0} = 20 \lg \frac{H_{i2} K_{PWM} (K_p + K_r)}{2\pi f_0 (L_1 + L_2)} \quad (30)$$

将式(29)代入式(30), PR 电流控制器的谐振系数 K_r 受 T_{f_0} 约束的表达式可以表示^[36]为

$$K_{r_T_{f_0}} = (f_0 10^{\frac{T_{f_0}}{20}} - f_c) \frac{2\pi(L_1 + L_2)}{H_{i2} K_{PWM}} \quad (31)$$

由于 f_c 比 f_0 和 f_i 高得多, 将 $s = j\omega f_c$ 代入式(2)可以得到 $G_R(j\omega f_c) = K_p + 2K_r \omega_i / j\omega f_c$, 然后将其和 $s = j\omega f_c$ 代入式(4)中并简化, 可得改进后系统相位裕度 M_{PM1} 表达式为

$$M_{PM1} = \arctan \frac{f_c H_{i1} K_{PWM} BD + 2\pi L_1 (f_r^2 - f_c^2) (A^2 + B^2)}{f_c H_{i1} K_{PWM} AD} - 3\pi f_c T_s - \arctan \frac{K_r \omega_i}{\pi f_c K_p} \quad (32)$$

根据式(32), PR 电流控制器的谐振增益 K_r 受 M_{PM1} 约束的表达式可以表示为

$$K_{r_PM} = \frac{\pi f_c^2 (L_1 + L_2) (E - F)}{K_{PWM} H_{i2} f_i [E \tan(3\pi f_c T_s + M_{PM1}) + AD]} \quad (33)$$

$$\begin{cases} E = \frac{2\pi L_1 (f_r^2 - f_c^2) (A^2 + B^2)}{f_c H_{i1} K_{PWM}} + BD \\ F = AD \tan(3\pi f_c T_s + M_{PM1}) \end{cases} \quad (34)$$

将式(29)和式(31)代入式(4), 可以得到阻尼系数 H_{i1} 受 M_{PM1} 约束的表达式为

$$H_{i1_PM} = \frac{2\pi (f_r^2 - f_c^2) (A^2 + B^2) G}{f_c K_{PWM} (M + N)} \quad (35)$$

$$\begin{cases} G = \pi f_c^2 - 2\pi f_i (10^{\frac{T_{f_0}}{20}} f_0 - f_c) \tan(3\pi f_c T_s + M_{PM1}) \\ M = 2\pi f_i (10^{\frac{T_{f_0}}{20}} f_0 - f_c) \cdot [BD \tan(3\pi f_c T_s + M_{PM1}) + AD] \\ N = \pi f_c^2 [AD \tan(3\pi f_c T_s + M_{PM1}) - BD] \end{cases} \quad (36)$$

根据上面的分析, 在 f_{c1} 和 f_{c3} 处应该有足够的幅值裕度, 可得^[37]

$$\begin{cases} \angle T_D(e^{j2\pi f_{c1(3)} T_s}) = -180^\circ \\ |M_{GM1(2)} = -20 \lg |T_D(e^{j2\pi f_{c1(3)} T_s})| \end{cases} \quad (37)$$

$$\begin{cases} H_{i1_f_{c1(3)}} = \frac{\pi L_1 (f_r^2 - f_{c1(3)}^2) (A^2 + B^2)}{f_{c1(3)} K_{PWM} D (QA - B)} \\ H_{i1GM1(2)} = \frac{2\pi L_1 K}{K_{PWM} f_{c1(3)} D} \end{cases} \quad (38)$$

$$Q = \frac{\frac{K_r \omega_i}{\pi f_{c1(3)} K_P} + \tan(3\pi f_{c1(3)} T_s)}{1 - \frac{K_r \omega_i}{\pi f_{c1(3)} K_P} \tan(3\pi f_{c1(3)} T_s)} \quad (39)$$

$$K = (f_{c1(3)}^2 - f_r^2) B + \sqrt{\left(f_r^2 \frac{f_c}{f_{c1(3)}} - 10^{\frac{M_{GM1(2)}}{20}} \right)^2 (A^2 + B^2) - (f_{c1(3)}^2 - f_r^2) A^2} \quad (40)$$

根据上述分析, 图 10 给出了闭环参数设计流程。首先指定所需参数为 $T_{f_0} > 73$ dB, $M_{PM1} > 45^\circ$, $M_{GM1} > 3$ dB 和 $M_{GM2} < -3$ dB。LCL 滤波器共振频率 f_r 设置为 4.6 kHz, f_c 设定为 $0.04 \omega_s$ 。根据式(29)和式(31), 可以计算 K_P 和 $K_{r_T_{f_0}}$ 分别为 0.58 和 162。为减少弱电网对基频增益的影响, K_r 取为 170。

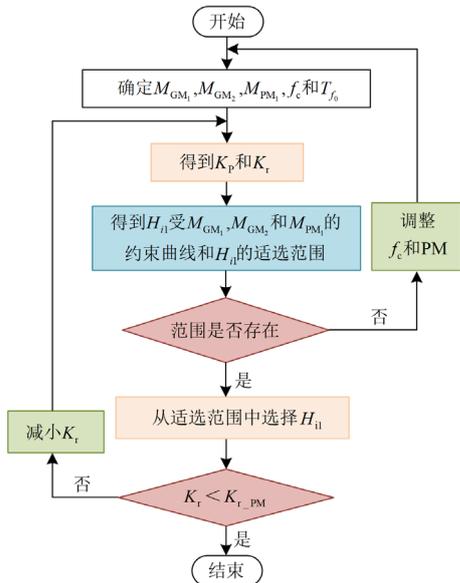


图 10 闭环参数设计流程

Fig. 10 Close-loop parameters design procedure

根据式(35)一式(40), 在 M_{PM1} 、 M_{GM1} 和 M_{GM2} 的约束下, H_{i1} 随 L_g 从 0 到 1.93 mH 变化的曲线如图

11 所示, 可以看出 H_{i1} 的可选范围在 0.188~0.254, 因此选择 $H_{i1}=0.22$ 。将 H_{i1} 代入式(33), 可以计算出 K_{r_PM} , 并且满足 $K_r < K_{r_PM}$ 。

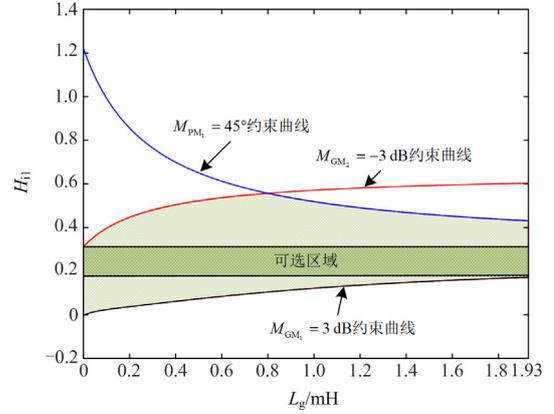
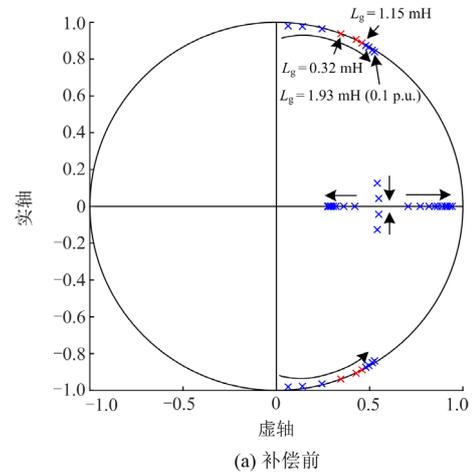


图 11 L_g 变化时 H_{i1} 受 M_{PM1} 、 M_{GM1} 和 M_{GM2} 约束的曲线图

Fig. 11 Plot of H_{i1} constrained by M_{PM1} , M_{GM1} and M_{GM2} as L_g varies

图 12 给出了补偿前后随着电网阻抗从 0 到 1.93 mH(对应的短路比为 $10^{[38]}$)的系统闭环极点分布图。如图 12(a)所示, 当电网阻抗从 0.32 mH 变化到 1.15 mH 时, 谐振频率落入 $f_s/6$ 邻域。此时闭环极点位于单位圆之外, 系统不稳定。而采用所提出的延迟补偿后, 闭环极点全部被约束到单位圆内, 如图 12(b)所示。因此, 这验证了参数设计的可行性和所提出的延迟补偿方法的有效性。

图 13 给出了 $L_g=0.32$ mH 时补偿前后开环增益 Bode 图对比。补偿前, 实际谐振频率落入 $f_s/6$ 邻域, 幅值裕度分别为 $M_{GM1}=6.85$ dB 和 $M_{GM2}=-0.02$ dB。此时由于幅值裕度不足, 系统不稳定。然后, 由于正等效阻尼范围的扩展, 消除了不稳定开环极点。因此, 补偿后的开环增益 Bode 图只有



(a) 补偿前

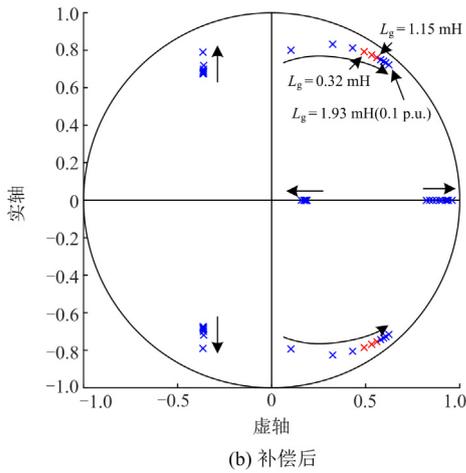


图 12 补偿前后随着电网阻抗变化的闭环极点分布图
Fig. 12 Closed-loop pole distribution with grid impedance variation before and after compensation

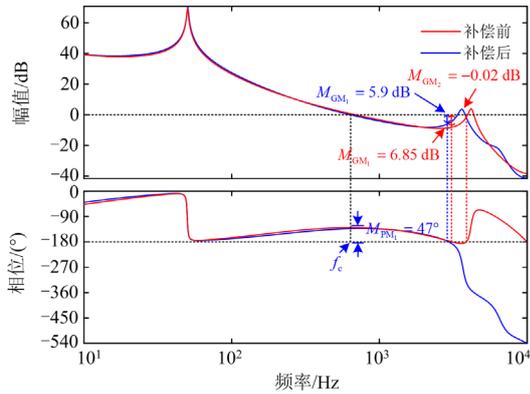


图 13 $L_g = 0.32$ mH 时补偿前后开环增益 Bode 图对比
Fig. 13 Bode diagrams of the open loop gain against $L_g = 0.32$ mH before and after compensation

一个 -180° 穿越点, 对应的幅值裕度为 $GM_1 = 5.9$ dB 且补偿后系统拥有良好的相位裕度。因此, 控制系统在补偿后拥有良好的控制性能。

4 实验验证

为了更好地验证上述参数设计程序和所提出的延时补偿方法的有效性, 基于实时数字控制器 RTU-BOX204 控制平台搭建了一台 2 kW 单相并网逆变器实验样机, 如图 14 所示。表 3 给出了 2 kW 单相 LCL 型并网逆变器的主要参数。

数字处理器采用 TI 公司 TMS320C28346 芯片。电流和电压霍尔传感器分别采用 ACS712 和 LV25P 进行采样, 逆变器开关管选用 IGBT 模块 2MBI75VA 且采用大功率 IGBT 驱动模块 TX-DA962 进行驱动。电网阻抗通过外部串联电感进行模拟。

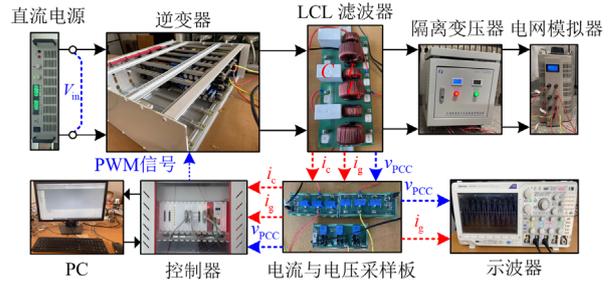


图 14 实验平台原理图
Fig. 14 Experimental platform schematic

表 3 并网逆变器参数

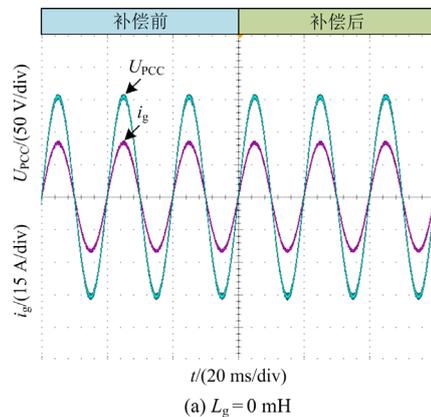
Table 3 Grid-connected inverter parameters

参数	数值
输入电压 U_{dc}/V	180
电网电压 U_g/V	110
输出功率 P_o/kW	2
逆变器侧电感 $L_1/\mu H$	800
滤波电容 $C/\mu F$	5
电网侧电感 $L_2/\mu H$	300
谐振频率 f_r/kHz	4.6
采样频率 f_s/kHz	20
开关频率 f_{sw}/kHz	10
并网电流采样系数 H_{i2}	0.15
阻尼系数 H_{i1}	0.22
比例系数 K_p	0.58
谐振系数 K_r	170

图 15 给出了不同电网阻抗下补偿前后并网逆变器的满载实验结果。

当 $L_g = 0$ mH 时, 图 12 中补偿前后的闭环极点都位于单位圆内, 此时补偿前后并网电流保持稳定且补偿后并网电流 THD 值为 1.72%。

当 $L_g = 0.32$ mH 或 1.15 mH 时, 补偿前的闭环极点已经位于单位圆之外, 此时系统不稳定, 而补偿后系统闭环极点被很好地约束到了单位圆内。由



(a) $L_g = 0$ mH

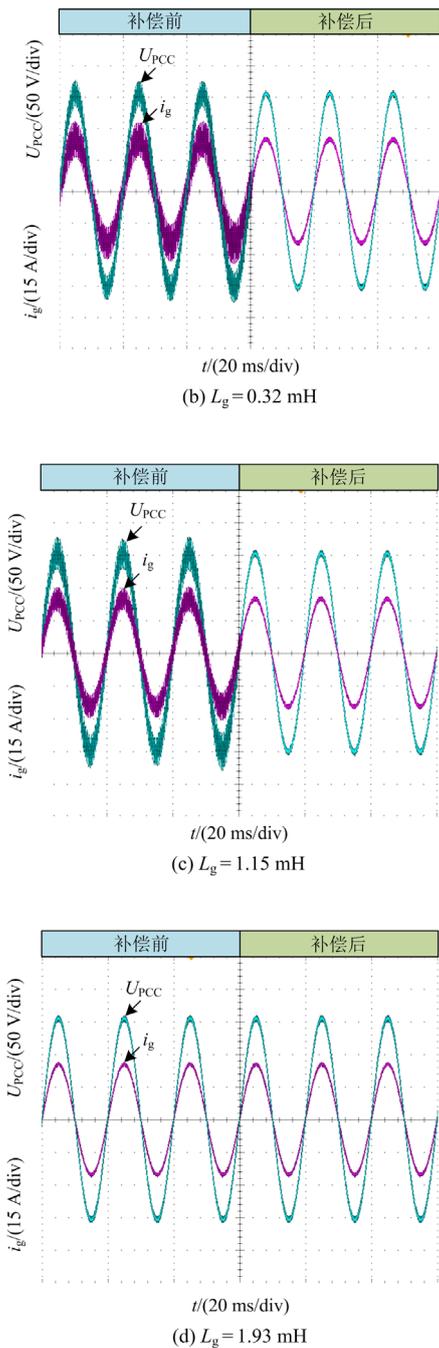


图 15 补偿前后并网逆变器满载实验结果

Fig. 15 Experimental results of grid-connected inverter at full load before and after compensation

图 15(b)和图 15(c)可得, 补偿前系统不稳定, 并网电流发生严重振荡。补偿后, 并网电流重新恢复稳定且并网电流 THD 值分别为 1.85%和 1.97%。

由图 12 可得, 当 $L_g = 1.93 \text{ mH}$ (0.1 p.u.) 时补偿前后系统闭环极点都位于单位圆内。图 15(d)中的系统并网电流在补偿前后都能保持稳定且补偿后并网

电流 THD 值为 2.26%, $L_g = 1.93 \text{ mH}$ 时补偿后并网电流频谱分析如图 16 所示。上述分析与理论相对应, 证明了所提出的改进方法既可以保证并网逆变器在电网阻抗宽范围变化下保持稳定而且并网电流符合并网标准要求。

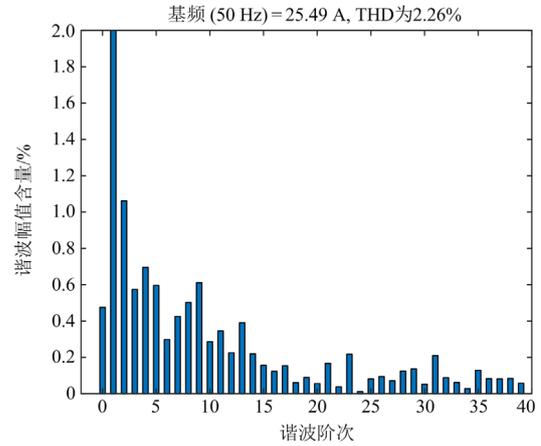
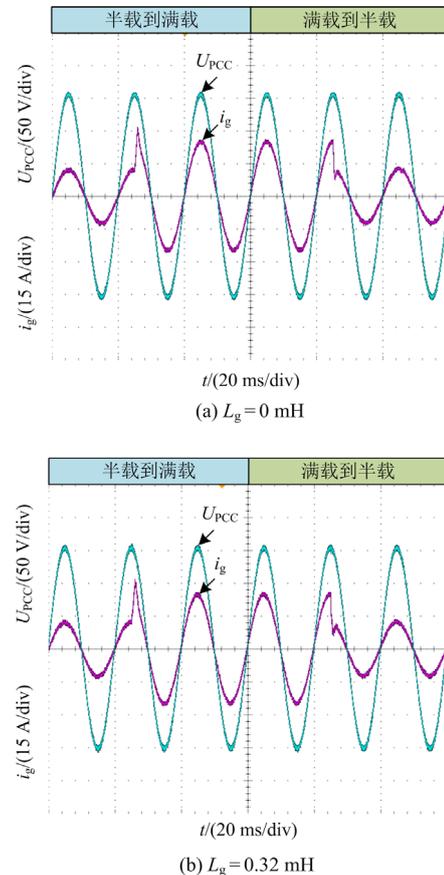


图 16 $L_g = 1.93 \text{ mH}$ 时补偿后并网电流频谱分析

Fig. 16 Spectral analysis of grid-connected current after compensation at $L_g = 1.93 \text{ mH}$

图 17 给出了不同电网阻抗下补偿后并网逆变器半载-满载-半载的动态实验结果。



(b) $L_g = 0.32 \text{ mH}$

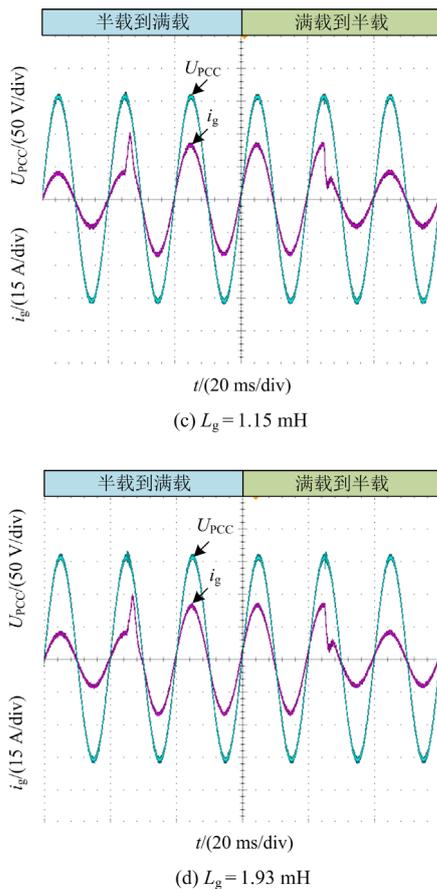


图 17 补偿后并网逆变器半载-满载-半载动态实验结果
Fig. 17 Experimental results of half-load-full-load-half-load dynamics of grid-connected inverter after compensation

由图 17 可得, 在不同电网阻抗下, 并网电流仍然保持稳定并且拥有良好的动态性能, 这体现了所提改进方法和参数设计流程的有效性。

5 结论

由于数字控制延时的影响, 电容电流反馈有源阻尼 LCL 型并网逆变器在电网阻抗变化较大的情况下很容易出现不稳定现象。为了解决这个问题, 本文提出了一种改进的延迟补偿方法, 即在电容电流反馈通路中插入一个双二阶滤波器并且进行了详细设计和离散化。补偿后正阻尼区域扩展到了 $f_s/3$, 从而增强了并网逆变器对电网阻抗变化的鲁棒性。然后进行了详细的闭环参数设计以及补偿后稳定性分析, 使系统获得良好的控制性能。最后, 搭建了一个 2 kW 的样机, 实验结果验证了所提方法和理论分析的有效性。

参考文献

[1] SINGH S, SAINI S, GUPTA S K, et al. Solar-PV inverter

- for the overall stability of power systems with intelligent MPPT control of DC-link capacitor voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 245-264.
- [2] BADAL F R, DAS P, SARKER S K, et al. A survey on control issues in renewable energy integration and microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(1): 87-113.
- [3] 袁庆伟, 吴扣林, 谢晔源, 等. 不平衡电网下风电并网逆变器直接正负序功率控制[J]. 供用电, 2023, 40(1): 88-96, 104.
- YUAN Qingwei, WU Koulin, XIE Yeyuan, et al. Direct positive/negative sequence power control of wind power grid-connected inverter under unbalanced grid condition[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(1): 88-96, 104.
- [4] 刘俊志, 黄景涛, 杨清, 等. 虚拟空间矢量调制的 NPC 型三电平并网逆变器预测控制[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2022, 50(6): 114-120.
- LIU Junzhi, HUANG Jingtao, YANG Qing, et al. Predictive control of NPC-type three-level grid-connected inverters with virtual space vector modulation[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2022, 50(6): 114-120.
- [5] 石磊, 周宏涛, 赵元莘, 等. 光伏多功能并网逆变器迭代 SMC+LADRC 电流内环控制策略研究[J]. 智慧电力, 2023, 51(4): 107-114.
- SHI Lei, ZHOU Hongtao, ZHAO Yuanshen, et al. Iterative SMC+LADRC current inner loop control strategy of photovoltaic multi-function grid connected inverter[J]. Smart Power, 2023, 51(4): 107-114.
- [6] 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, 2017, 4(1): 54-69.
- [7] 陈伟, 张岩, 屠一鸣, 等. LCL 型并网逆变器临界无源阻尼参数设计[J]. 电力建设, 2022, 43(1): 70-77.
- CHEN Wei, ZHANG Yan, TU Yiming, et al. Design of critical passive damping parameters for LCL-type grid-connected inverter[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(1): 70-77.
- [8] 赵铁英, 高宁, 杨杰, 等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器自适应改进前馈策略[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(4): 29-38.
- ZHAO Tieying, GAO Ning, YANG Jie, et al. Adaptive improvement of feed-forward strategy for grid-connected inverters considering phase-locked loop in weak grid[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023, 42(4): 29-38.
- [9] 郭磊磊, 郑铭哲, 李琰琰, 等. 三相 LCL 并网逆变器无

- 参数滑模预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 72-82.
- GUO Leilei, ZHENG Mingzhe, LI Yanyan, et al. Nonparametric sliding mode predictive control strategy for a three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 72-82.
- [10] 赵铁英, 高宁, 杨杰, 等. 基于PI控制器有源阻尼的并网逆变器自适应改进策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44(5): 152-161.
- ZHAO Tieying, GAO Ning, YANG Jie, et al. Adaptive improvement strategy for grid-connected inverter based on active damping for PI controllers[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2023, 44(5): 152-161.
- [11] LIU T, LIU 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.
- [12] 沈姝衡, 方天治, 章益凡. 高带宽数字控制 LCL 型并网逆变器及其提高并网系统鲁棒性的谐振抑制技术研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(21): 5548-5561.
- SHEN Shuheng, FANG Tianzhi, ZHANG Yifan. A high-bandwidth digital-control LCL-type grid-tied inverter and resonance-suppressing technique for improving the robustness of grid-connected system[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2022, 37(21): 5548-5561.
- [13] AKHAVAN A, MOHAMMADI H R, VASQUEZ J C, et al. Passivity-based design of plug-and-play current-controlled grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 2135-50.
- [14] BAO C, RUAN X, WANG X, et al. Design of injected grid current regulator and capacitor-current-feedback active-damping for LCL-type grid-connected inverter[C]// 2012 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 15-20, 2012, Raleigh, NC, USA.
- [15] 阮新波, 王学华, 潘冬华, 等. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- [16] 丁欣, 施睿清, 薛睿南, 等. 弱电网下 LCL 型单相并网逆变器的鲁棒延时补偿策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44(5): 162-170.
- DING Xin, SHI Ruiqing, XUE Ruinan, et al. Robust delay compensation strategy for LCL single-phase grid-connected inverter under weak grid[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2023, 44(5): 162-170.
- [17] WANG J, YAN J D, JIANG L, et al. Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 743-757.
- [18] PARKER S G, MCGRATH B P, HOLMES D G. Regions of active damping control for LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [19] PAN D, RUAN X, BAO C, et al. Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.
- [20] ZHOU C, JIANG H L, XIE F. Control research of NPC three level high-power grid connected inverter based on multi sampling[C]// 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), May 31-June 2, 2018, Wuhan, China: 1386-1389.
- [21] NUSSBAUMER T, HELDWEIN M L, GONG G, et al. Comparison of prediction techniques to compensate time delays caused by digital control of a three-phase buck-type PWM rectifier system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 791-799.
- [22] MISKOVIC V, BLASJO V, JAHNS T M, et al. Observer based active damping of LCL resonance in grid connected voltage source converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3977-3985.
- [23] AHMED K H, MASSOUD A M, FINNEY S J, et al. Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(2): 919-929.
- [24] XIN Z, WANG X, LOH P C, et al. Grid-current-feedback control for LCL-filtered grid converters with enhanced stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(4): 3216-3228.
- [25] YAO W, YANG Y, ZHANG X, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3): 2360-2375.
- [26] WANG X, BLAABJERG F, LOH P C. Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4726-4737.
- [27] HUANG Q, RAJASHEKARA K. Virtual RLC active damping for grid-connected inverters with LCL filters[C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA: 424-429.
- [28] HE Y, WANG X, RUAN X, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12):

- 12423-12436.
- [29] 王林, 孙鹏菊, 薛统宇, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的延时补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6320-6330.
WANG Lin, SUN Pengju, XUE Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6330.
- [30] HE S, XIONG J, WANG Z, et al. Robust AD for LCL-type grid-connected inverter with capacitor current quasi-integral feedback[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(7): 1332-1342.
- [31] 刘人志, 陈卓, 唐文博, 等. 弱电网下计及锁相环影响的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(5): 178-187.
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of an LCL type grid-connected inverter with the influence of a phase-locked loop under a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(5): 178-187.
- [32] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 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[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 1-10, 21.
PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 1-10, 21.
- [33] YEPES A G, FREIJEDO F D, DOVAL-GANDOY J, et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1692-1712.
- [34] 鲍陈磊. LCL 型并网逆变器的并网电流调节器和电容电流反馈有源阻尼设计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2013.
BAO Chenlei. Design of the injected grid current regulator and capacitor-current-feedback active damping for grid-connected inverters with LCL filters[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2013.
- [35] TANG Y, YAO W, LOH P C, et al. Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected converters[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 3-14.
- [36] WANG X, BAO C, RUAN X, et al. Design considerations of digitally controlled LCL-filtered inverter with capacitor-current-feedback active damping[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 2(4): 972-984.
- [37] 方天治, 黄淳, 陈乃铭, 等. 一种提高弱电网下 LCL 型并网逆变器鲁棒性的相位超前补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4813-4822.
FANG Tianzhi, HUANG Chun, CHEN Naiming, et al. A phase-lead compensation strategy on enhancing robustness of LCL-type grid-tied inverters under weak grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4813-4822.
- [38] 王金龙, 赵浩然, 王鹏, 等. 基于阻抗法的并网逆变器小信号稳定功率极限分析与提高[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 18-28.
WANG Jinlong, ZHAO Haoran, WANG Peng, et al. Analysis and improvement of the small-signal stable power limit of a grid-connected inverter based on an impedance method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 18-28.

收稿日期: 2023-07-22; 修回日期: 2023-10-12

作者简介:

赵铁英(1977—), 女, 博士, 讲师, 研究方向为并网逆变器控制理论与应用, 电力系统故障限流技术等; E-mail: 549697892@qq.com

李俊然(1999—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为并网逆变器控制理论与应用。E-mail: lishuangailjr@163.com

(编辑 魏小丽)