

DOI:10.11918/202112080

自适应陷波滤波器的并网逆变器相位超前补偿方法

薛睿南, 李国进, 陈延明

(广西大学 电气工程学院, 南宁 530004)

摘要: 逆变侧电流反馈控制的 LCL 型并网逆变器广泛地应用于实际中,然而在数字控制下,控制延时改变了系统的相位特性,进而影响系统的稳定性。为此,提出了一种基于自适应陷波滤波器(adaptive notch filter, ANF)的相位超前补偿方法。首先,利用陷波器的相位超前环节对控制延时产生的相位滞后进行补偿,从而避免系统相位在谐振频率处穿越 -180° ,改善了系统的稳定性并增强其对弱电网的鲁棒性。其次,采用 ANF 算法对系统的谐振频率进行估计,并根据估计值动态调整陷波频率,扩大了谐振频率稳定区间,进一步提高了系统对 LCL 参数波动的适应能力。最后,对所提方法进行实验验证,结果表明:基于 ANF 补偿方案的并网逆变器稳定性良好,且相比传统的陷波方案,该方案对电网阻抗及 LCL 参数波动具有更好的鲁棒性,更利于 LCL 并网逆变器在弱电网工况下的控制。

关键词: LCL 型并网逆变器;弱电网;相位超前补偿;鲁棒性;自适应滤波陷波器

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2023)07-0124-09

Phase lead compensation method of grid-connected inverter with adaptive notch filter

XUE Ruinan, LI Guojin, CHEN Yanming

(School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: The LCL-type grid-connected inverter with inverter-side feedback is widely used in practical applications. However, the system stability can be affected by the digital control delay which changes the system phase-frequency characteristics. Therefore, this paper proposes a phase lead compensation based on an adaptive notch filter (ANF). Firstly, the phase lag caused by the control delay is compensated by the phase lead of the notch filter, which avoids the system phase crossing -180° at the resonance frequency; thus, the system stability and its robustness to weak grids are improved. Secondly, the system resonance frequency is estimated by the ANF algorithm, and the notch frequency is dynamically adjusted according to the estimated value; hence, the stability range of the resonance frequency is extended, which enhances the adaptability of the system to LCL parameters variations. Finally, the proposed method is verified by experiments, and the results show that the grid-connected inverter based on the ANF scheme has good stability. Moreover, compared with the traditional notch scheme, the proposed scheme has better robustness to the grid impedance and the LCL parameters variations; thus, it is more conducive to the control of LCL-type grid-connected inverters in weak grids.

Keywords: LCL-type grid-connected inverter; weak grid; phase lead compensation; robustness; adaptive notch filter

并网逆变器作为连接可再生能源与电网的接口,通常采用脉宽调制(pulse-width modulation, PWM)的工作方式,其在开关频率处产生的高频谐波对电网造成了谐波污染。为提高入网质量,衰减开关谐波并减小设备体积,在实际应用中常使用 LCL 型滤波器进行滤波^[1]。然而, LCL 滤波器在谐振频率处的谐振尖峰影响了系统的稳定性,为避免额外的功率损耗,系统大多采取有源阻尼进行谐振

抑制。其中,以电容电流反馈法^[2-5],电容电压反馈法^[6-8]为代表的附加变量反馈法是主要的谐振抑制策略,但在数字控制及弱电网工况下,电网阻抗引起的谐振频率偏移与控制延时会改变有源阻尼特性,影响阻尼效果与系统稳定性^[9-10];此外,该策略需较多的高精度传感器,提高了硬件成本。

为改善系统稳定性,同时避免增加额外传感器,单电流闭环控制得到了广泛研究。根据不同的电流

收稿日期: 2021-12-17;录用日期: 2022-03-03;网络首发日期: 2023-03-17

网络首发地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1235.T.20220315.1713.002.html>

基金项目: 国家自然科学基金(62141103)

作者简介: 薛睿南(1996—),男,硕士研究生;李国进(1964—),男,教授

通信作者: 李国进,lgjgx@163.com

反馈方式可将其分为网侧电流控制 (grid current feedback, GCF) 与逆变侧电流控制 (inverter current feedback, ICF) [11]。文献[12]提出由于 ICF 系统存在固有的阻尼,在忽略数字控制延时下,相比 GCF, ICF 系统无需阻尼即可稳定且稳定性较高。文献[13]提出在考虑数字控制延时下,ICF 与 GCF 系统无阻尼时稳定的必要条件分别为谐振频率小于 $1/6$ 采样频率 (f_s) 与谐振频率大于 $1/6$ 采样频率。此外,在弱电网工况下,电网阻抗会降低谐振频率,根据文献[14],随着谐振频率与采样频率比值的降低,ICF 系统稳定性增强,GCF 系统稳定性减弱。因此,在采样频率固定时,ICF 系统更适用于弱电网工况。

然而,数字控制延时所产生的滞后环节使 ICF 系统稳定区间较小,需牺牲环路增益以保证系统稳定 [15]。对此,文献[16]提出了一种延时调整方法改善系统稳定性,但该方法需精确控制代码执行时间,增加了系统的复杂程度;文献[17]提出基于牛顿插值法的延时补偿策略,但改变了系统在高频处的增益,衰减了系统的高频滤波能力;文献[18]通过提高控制器增益激起谐振以检测谐振频率,并利用陷波器直接抑制谐振尖峰,但该方法在电网阻抗变化时需频繁调用检测程序,降低了控制的实时性;文献[19]提出双二阶陷波器方法构造滞后补偿改良了系统的相位特性,但引入了额外的谐振尖峰,增加了并网电流的高频谐波含量。

针对 ICF 系统在数字控制下存在的问题,本文首先分析了控制延时与电网阻抗对 ICF 系统稳定性的影响。其次,为减小控制延时产生的相位滞后,利用陷波器的相位超前环节对相位进行补偿,从而避免相位在谐振频率处穿越 -180° ,增强了系统的稳定性与对弱电网的鲁棒性。同时,为提高系统对 LCL 参数变化的适应性,利用 ANF 算法对谐振频率进行估计,并根据估计结果调整陷波频率,扩大了谐振频率的稳定区间。最后,实验结果验证了所提方法的有效性。

1 ICF 控制的并网逆变器稳定性分析

1.1 数字控制延时对系统稳定性的影响

图1为弱电网下单相 LCL 并网逆变器的主电路结构,其中 U_{dc} 为逆变器的直流侧输入电压,开关管 $S_1 \sim S_4$ 构成单相逆变桥, L_1 为逆变器侧电感, L_2 为电网侧电感, C 为滤波电容, u_{pcc} 为公共耦合点电压, u_g 为电网电压, L_g 为电网阻抗。

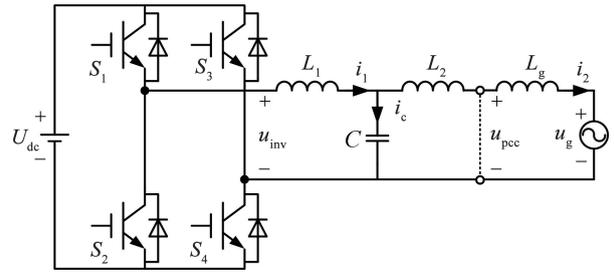


图1 弱电网下单相 LCL 并网逆变器的主电路

Fig. 1 Main circuit of single-phase LCL grid-connected inverter under the weak grid

根据图1得到数字控制下的并网逆变器控制框图,如图2所示。其中, $G_c(s)$ 为电流控制器, K_{pwm} 为逆变环节等效增益。

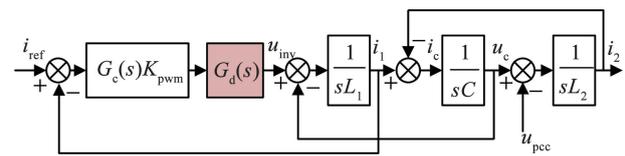


图2 采用 ICF 策略的系统控制框图

Fig. 2 The control block of the system with ICF strategy

为减小稳态误差,文中采用 PR 控制器,则 $G_c(s)$ 的传递函数可表示为

$$G_c(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_1 s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_0^2} \quad (1)$$

式中: k_p 为比例系数, k_r 为谐振系数, ω_1 与 ω_0 分别为谐振带宽与基波角频率。

$G_d(s)$ 由 1 拍的计算延时与 0.5 拍的零阶保持器构成,其在 s 域的等效传递函数由式(2)表示。式中, T_s 为采样周期。

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (2)$$

将图2等效变换得到逆变侧电流 i_1 的闭环控制框图,如图3所示。其中,逆变器输出电压 u_{inv} 到逆变侧电流 i_1 的传递函数 $G_{ui}(s)$ 为

$$G_{ui}(s) = \frac{i_1(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{s^2(L_2 + L_g)C + 1}{s^3 L_1(L_2 + L_g)C + s(L_1 + L_2 + L_g)} \quad (3)$$

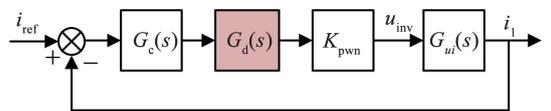


图3 逆变侧电流的闭环控制框图

Fig. 3 The closed-loop of the inverter-side current control systems的开环传递函数为

$$G_{op}(s) = \frac{G_c(s) K_{pwm} G_d(s) (s^2(L_2 + L_g)C + 1)}{s^3 L_1(L_2 + L_g)C + s(L_1 + L_2 + L_g)} \quad (4)$$

由式(3)可知, $G_{ui}(s)$ 存在一对共轭零点与一对共轭极点。其中,共轭零点具有陷波作用,共轭极点具有谐振作用,定义 $G_{ui}(s)$ 固有的陷波频率与谐振频率分别为 f_n 与 f_{res} :

$$\begin{cases} f_n = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_g)C}} \\ f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \end{cases} \quad (5)$$

当不考虑电流控制器 $G_c(s)$ 与 K_{pwm} 对系统的影响时,令 $G_c(s)K_{pwm} = 1$ 。图 4 为有无控制延时的开环系统 Bode 图,其中 $L_1 = 3.6 \text{ mH}$, $L_2 = 1.6 \text{ mH}$, $C = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$, 采样频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$ 。

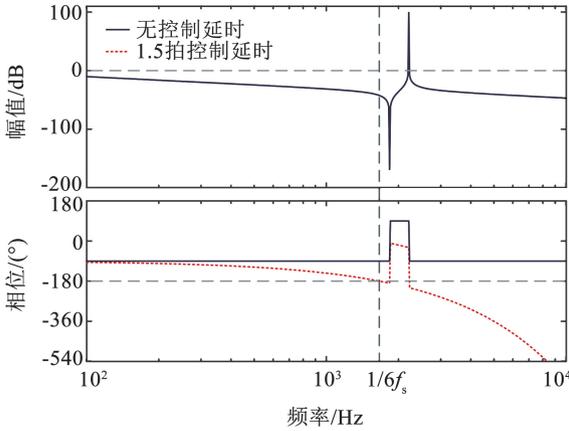


图 4 有无控制延时的开环系统 Bode 图

Fig. 4 Bode plots of the open-loop system with and without the control delay

由式(4)可知,开环系统不存在 s 右半平面极点,根据奈奎斯特稳定判据,当开环系统不存在 s 右半平面极点时:在幅值大于 0 dB 的区间内,若开环系统的相位曲线在 $(2n + 1)\pi$ 频率处的正、负穿越次数相等,则闭环系统稳定,其中 n 为任意整数。图 4 表明,当无控制延时环节时,系统不产生 $(2n + 1)\pi$ 的相位穿越,该系统恒稳。而引入控制延时 $G_d(s)$ 后,相位在谐振频率处穿越 -180° ,其对应的幅值为正无穷,系统不稳定。因此,在数字控制延时下,系统稳定的一个必要条件是避免开环系统相位在谐振频率处穿越 -180° 。

1.2 电网阻抗对数字控制系统的稳定性影响

除控制延时之外,电网阻抗同样影响系统穿越 -180° 时的频率大小,图 5 为电网阻抗增大时开环系统的 Bode 图。

定义开环系统相位在 $f \geq f_{res}$ 的区间内穿越 -180° 的频率为 f_{cp} ,其对应的幅值裕度为 GM。如图 5 所示,当 $f_{res} > 1/6f_s$ 时, $f_{cp} = f_{res}$, $GM < 0 \text{ dB}$,系统不稳定;当电网阻抗增大 ($L_g > 2.6 \text{ mH}$) 使 $f_{res} < 1/6f_s$ 时, $f_{cp} = 1/6f_s$ 且恒大于 f_{res} , $GM > 0 \text{ dB}$,系统稳定。当电网阻抗 L_g 继续增大时,GM 随 f_{res} 的减小而上升,系统稳定性增强。

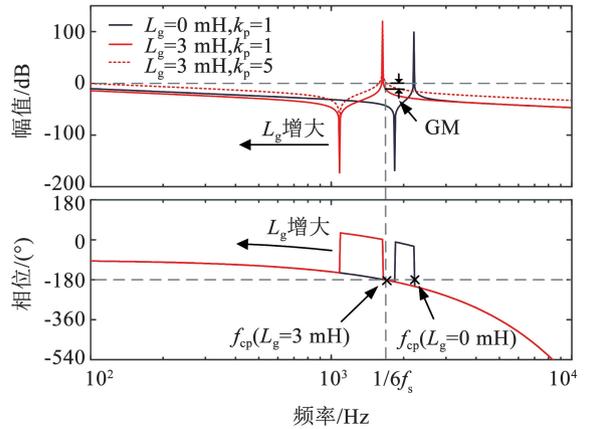


图 5 电网阻抗增大时的开环系统 Bode 图

Fig. 5 Bode plots of the open-loop system with the increase of the grid impedance

当考虑 $G_c(s)K_{pwm}$ 对开环系统的影响时:PR 控制器 $G_c(s)$ 在远离基频的频段近似为比例环节 k_p ,令 $K_{pwm} = 1$,则 $G_c(s)K_{pwm} = k_p$ 。以 $L_g = 3 \text{ mH}$ 为例:当不考虑 $G_c(s)K_{pwm}$ 环节即 $k_p = 1$ 时, $GM = 6.6 \text{ dB}$,系统稳定。而 $k_p = 5$ 时, $GM = -7.1 \text{ dB}$,系统失稳。实际上,当 $L_g = 3 \text{ mH}$ 时,虽有 $f_{res} < 1/6f_s$,但系统仅在 $k_p < 2.5$ 时稳定。由此说明,当无额外补偿器时,系统的稳定条件苛刻,对电路参数与控制器增益的选取要求较高。综上,对单电流环 ICF 系统在数字控制中的总结如下:1) 在 1.5 拍的控制延时作用下,当未加入额外补偿环节时,系统仅在 $f_{res} \in (0, 1/6f_s)$ 时稳定且环路增益需足够小,这不仅限制了 LCL 参数的设计,同时导致系统带宽较低,动态性能较差。2) 当所选取的电路参数与控制器参数使系统在电网阻抗 $L_g = 0$ 时稳定,则 L_g 增大时系统仍保持稳定且稳定性提升。3) 通过设计相位补偿环节可减小控制延时产生的相位滞后,从而扩大谐振频率稳定区间并提高环路增益。

2 基于陷波器的超前补偿方案

2.1 陷波器与控制器的参数设计

为减小数字控制延时对系统稳定性的影响,本文利用陷波器的超前环节对相位进行补偿,加入陷波器的控制框图如图 6 所示。其中, $G_{tr}(s)$ 为陷波器的传递函数,表达式为

$$G_{tr}(s) = \frac{s^2 + \omega_{tr}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{tr}s + \omega_{tr}^2} \quad (6)$$

式中: $\omega_{tr} = 2\pi f_{tr}$, f_{tr} 为陷波频率, ζ 为陷波器的阻尼系数,图 7 为 $G_{tr}(s)$ 的 Bode 图 ($\zeta = 0.7, f_{tr} = 1000 \text{ Hz}$)。

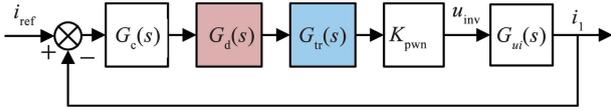


图6 加入陷波器的系统控制框图

Fig. 6 The control block of the system with notch filter

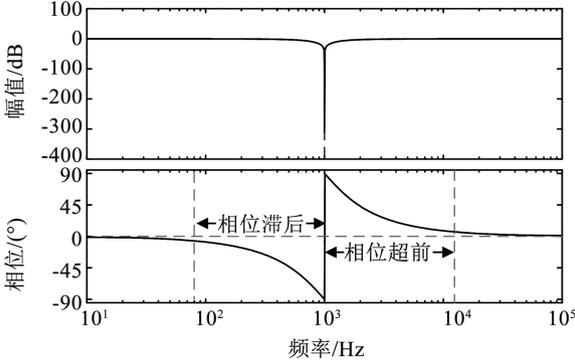


图7 陷波器的频率特性

Fig. 7 Frequency characteristics diagram of the notch filter

由陷波器的频率特性可知,陷波器在 f_{tr} 两侧分别提供相角超前与滞后,且在全频段不提升系统的幅值增益,因此不影响系统对高频谐波的抑制能力。其相位 $\varphi_{tr}(f)$ 可表示为

$$\varphi_{tr}(f) = -\arctan \frac{2\zeta f_{tr} f}{f_{tr}^2 - f^2} \quad (7)$$

加入陷波器后,开环系统的相位为

$$\varphi_{op}(f) = \begin{cases} -3\pi \frac{f}{f_s} - \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f), & f < f_n \\ -3\pi \frac{f}{f_s} + \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f), & f_n < f < f_{res} \\ -3\pi \frac{f}{f_s} - \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f), & f > f_{res} \end{cases} \quad (8)$$

由于系统稳定的必要条件是 φ_{op} 在谐振频率 f_{res} 处不产生 -180° 的穿越, φ_{op} 在 f_{res} 的相位需大于 -180° 。据此,谐振频率 f_{res} 与陷波器频率 f_{tr} 的可取区域由式(9)约束并可由图8表示。

$$-3\pi \frac{f_{res}}{f_s} - \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f_{res}, f_{tr}) > -\pi \quad (9)$$

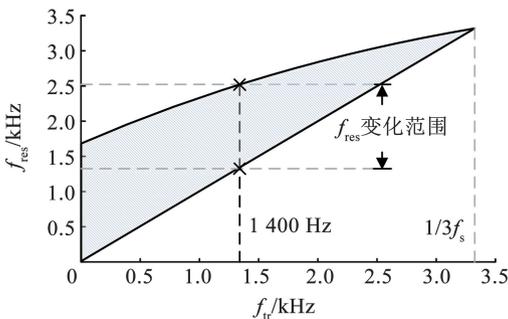


图8 f_{res} 与 f_{tr} 的可取区域

Fig. 8 The available area of f_{res} and f_{tr}

由可取区域可知,当 f_{tr} 的取值频段较低时,所对应的 f_{res} 上限较低,导致环路的带宽下降且动态性能较差;当 f_{tr} 的取值频段较高时,虽然 f_{res} 上限提高,但可允许 f_{res} 变化的区间减小,系统对电网阻抗的适应性下降。因此,为兼顾系统对弱电网的适应能力与动态性能,选取 $f_{tr} = 1\,400\text{ Hz}$, 此时 $f_{res} \in [1\,400\text{ Hz}, 2\,550\text{ Hz}]$ 。考虑到 LCL 参数的波动对 f_{res} 的影响,需在 f_{res} 最大值处保留一定余量,故将 f_{res} 的上限调整为 $2\,200\text{ Hz}$ 。定义 $L_2 + L_g = L_T$, 当 $L_1 = 3.6\text{ mH}$, $C = 4.7\text{ }\mu\text{F}$ 时, f_{res} 变化所对应的 L_T 区间为 $[1.6\text{ mH}, 11.6\text{ mH}]$ 。取 $L_2 = 1.6\text{ mH}$, 则 L_g 的可变化区间为 $[0, 10\text{ mH}]$ 。

加入陷波器前后的开环系统 Bode 图如图9所示(以 $k_p = 1$ 为例)。其中,开环系统存在3个截止频率,一次截止频率 f_{c1} 位于中频 ($f_{c1} < f_n$), 其对应的相位裕度为 PM_1 ; 二次截止频率 f_{c2} 与三次截止频率 f_{c3} 分别位于 f_{res} 两侧 ($f_n < f_{c2} < f_{res}, f_{c3} > f_{res}$), 其对应的相位裕度分别为 PM_2, PM_3 。

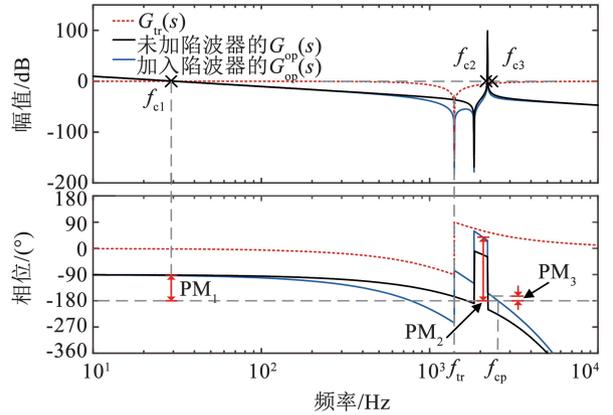


图9 加入陷波器前后的开环系统 Bode 图

Fig. 9 Bode plots of the open-loop system with and without notch filter

当 f_{res} 远离 f_{tr} 时,陷波器的超前补偿作用减弱,存在 $PM_2 > PM_1 > PM_3$; 当 f_{res} 接近 f_{tr} 时,陷波器的超前补偿作用增强,存在 $PM_2 > PM_3 > PM_1$ 。在大于 f_{res} 的区间内,开环系统的幅值与相位单调递减,若 $GM > 0\text{ dB}$, 则 $PM_3 > 0$ 。系统稳定的条件为 $PM_{1,2,3} > 0$ 且 $GM > 0$, 因此系统的稳定与否由 GM 与 PM_1 主导。配置 GM 与 PM 需求解 f_{c1} 与 f_{cp} , 因滤波电容 C 在中低频段对系统的影响较小,且陷波频率 f_{tr} 远离 f_{c1} , 求解 f_{c1} 时可忽略陷波器并将 LCL 滤波器近似为 L 滤波器,则 f_{c1} 可表示为

$$f_{c1} = \frac{k_p}{2\pi(L_1 + L_T)} \quad (10)$$

f_{c1} 所对应的相位裕度 PM_1 为

$$PM_1 = -3\pi \frac{f_{c1}}{f_s} - \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f_{c1}) + \pi \quad (11)$$

利用式(8)对 f_{cp} 进行求解:

$$-3\pi \frac{f_{cp}}{f_s} - \frac{\pi}{2} + \varphi_{tr}(f_{cp}, f_{tr}) = -\pi \quad (12)$$

f_{cp} 所对应的幅值裕度 GM 为

$$GM = -20 \lg \left| \frac{k_p (-\omega_{cp}^3 + \omega_{tr}^2) \cdot G_{ii}(j\omega_{cp})}{\sqrt{(\omega_{tr}^2 - \omega_{cp}^2)^2 + (2\zeta\omega_{tr}\omega_{cp})^2}} \right| \quad (13)$$

式中 $\omega_{cp} = 2\pi f_{cp}$ 。为保证系统具有一定的稳定裕度,设置约束条件为 $GM \geq 3 \text{ dB}$, $PM_1 \geq 45^\circ$, 结合式(10)~(13)得到 L_T 变化时 k_p 的可取区域,如图 10 所示。为保证 L_g 在 0~10 mH 之间变化时系统恒稳,在 $L_T = 1.6 \text{ mH}$ 所对应的约束区间内选择 k_p , 取 $k_p = 15$ 。

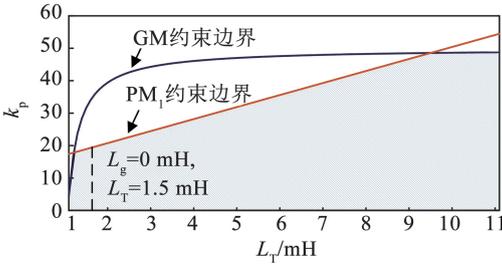


图 10 L_T 变化时 k_p 的可取区域

Fig. 10 The available area of k_p when L_T varies

2.2 系统的鲁棒性分析

为验证加入陷波器的系统对电网阻抗与电路参数变化的鲁棒性,分别在弱电网下与 LCL 参数波动时对系统进行稳定性分析。

2.2.1 弱电网下的系统稳定性分析

图 11 为系统在弱电网 ($L_g = 10 \text{ mH}$) 与强电网 ($L_g = 0 \text{ mH}$) 下的开环 Bode 图。其中 $k_p = 15$, 同时,为减小稳态误差,取 PR 控制器谐振系数 $k_r = 800$ 。当 $L_g = 0 \text{ mH}$ 时, $PM_1 = 35^\circ$, $PM_3 = 20^\circ$, $GM = 8.5 \text{ dB}$, 系统稳定;当 $L_g = 10 \text{ mH}$ 时, $PM_1 = 47^\circ$, $PM_3 = 95^\circ$, $GM = 12 \text{ dB}$, 系统保持稳定且稳定裕度提升。由于 L_g 增大时谐振频率 f_{res} 逐渐接近陷波频率 f_{tr} , 陷波器的超前补偿作用增强;当 L_g 在 0~10 mH 之间变化时, $PM_1 \in [35^\circ, 47^\circ]$, $PM_3 \in [20^\circ, 95^\circ]$, $GM \in [8.5 \text{ dB}, 12 \text{ dB}]$, 系统恒稳。

2.2.2 LCL 参数波动时的系统稳定性分析

图 12 为逆变侧电感 L_1 与滤波电容 C 波动时 GM 的变化趋势。

当电路参数变化使 f_{res} 远离初始谐振频率并向高频方向移动时,系统的稳定性由 GM 主导。由 GM 的变化趋势可知, L_1 与 C 正向波动对系统的稳定性有利,而 L_1 与 C 负向波动则影响系统的稳定性,当 L_1 的波动超出 -32.8% ($L_1 < 2.42 \text{ mH}$) 或 C 的波动超出 -18.7% ($C < 3.82 \mu\text{F}$) 时,幅值裕度

$GM < 0 \text{ dB}$, 系统失稳。因此,为进一步提升系统对 LCL 参数波动的适应能力,本文引入 ANF 算法对谐振频率进行估计,并根据谐振频率估计值对陷波频率进行动态调整,从而提升系统在电路参数变化时的鲁棒性。

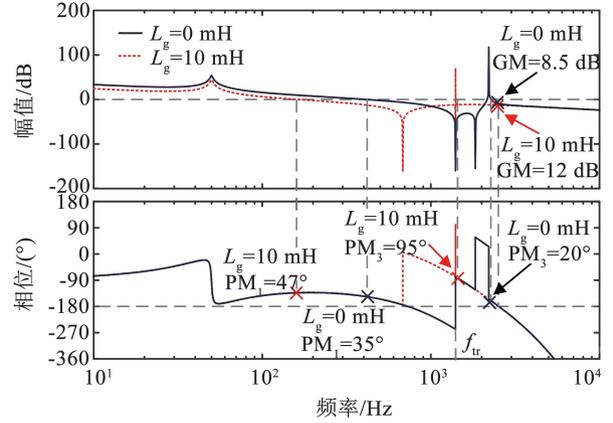


图 11 开环系统在不同电网阻抗下的 Bode 图

Fig. 11 Bode plots of the open-loop system for different L_g

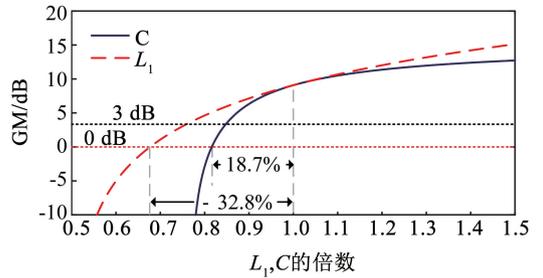


图 12 L_1 与 C 波动时 GM 的变化趋势

Fig. 12 Curves of GM for the fluctuation of L_1 and C

3 基于自适应陷波滤波器的改进控制方案

3.1 基于 ANF 算法的谐振频率估计

设 ANF 的输入信号为 $u(t) = k \sin \omega_0 t$, 幅值 k 与频率 ω_0 未知, 根据文献[20], ANF 算法的微分方程可表示为

$$\begin{cases} \ddot{x} + 2\xi\dot{\theta}x + \theta^2 x = 2\xi\theta u(t) \\ \dot{\theta} = -\gamma x (\theta^2 u(t) - \dot{\theta}x) \end{cases} \quad (14)$$

其中: ξ 决定了 ANF 的阻尼系数, γ 决定了自适应算法的收敛速度。式(14)具有唯一解为

$$\mathbf{o} = \begin{pmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -k \cos \omega_0 t \\ k\omega_0 \sin \omega_0 t \\ \omega_0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

为保证 ANF 稳定, 幅值 k 与速度因子 γ 的取值应满足:

$$\frac{k^2 \gamma}{2} < 1 \quad (16)$$

定义谐振频率的估计值 $\hat{f}_{res} = \theta/2\pi$, 加入 ANF 的系统控制框图如图 13 所示。其中, N_1 为级联在控制环路中的陷波器, 陷波频率为 f_{tr} , 其取值与 ANF 的谐振频率估计值 \hat{f}_{res} 相关; N_0 为陷波频率为 50 Hz 的陷波器, 其作用是消除 i_1 的基波分量对 ANF 的干扰并得到含有高频谐波电流信号 i_{1h} 。

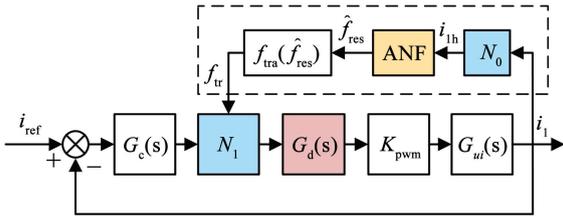


图 13 加入 ANF 算法的系统控制框图

Fig. 13 The control block of the system with ANF

在系统稳定时, 谐振频率 f_{res} 处的谐波分量较低, i_{1h} 的幅值较小。当 LCL 参数波动幅度较大导致 f_{res} 进入不稳定区域时, 系统在 f_{res} 附近发生震荡, 此时执行 ANF 算法对谐振频率进行估计。

3.2 陷波频率的动态调整

根据图 8, 当 $f_{res} \in (0, 1/3f_s]$ 时, 每个 f_{res} 均存在对应的 f_{tr} 区间使系统稳定, 因此可构造 $f_{tr} = f_{tra}(\hat{f}_{res})$ 使 f_{res} 变化时 f_{tr} 始终位于可取区间内。定义 LCL 的初始谐振频率为 f_{r0} , 当电网电感 L_g 增大使 f_{res} 远离 f_{r0} 向低频段移动时, 陷波器 N_1 的可取陷波频率区间逐渐接近 f_{c1} 并影响其相位, 此时系统的稳定性由 PM_1 主导。当 C 与 L_1 波动使 f_{res} 远离 f_{r0} 向高频段移动时, 陷波器 N_1 的超前补偿作用减弱, 系统的稳定性由 GM 主导。图 14 为 L_1 、 C 的数值波动对 f_{res} 的影响, 从图中可见, 相比 L_1 , C 的数值波动对 f_{res} 的影响较大, 因此 GM 的最小值由电容 C 的波动幅度决定。令 $k_p = 15$, 设置约束条件为 $PM_1 \geq 30^\circ$ ($f_{res} < f_{r0}$), $GM \geq 6$ dB ($f_{res} \geq f_{r0}$), 得到 f_{res} 变化时 f_{tr} 的可取区域, 如图 15 所示。

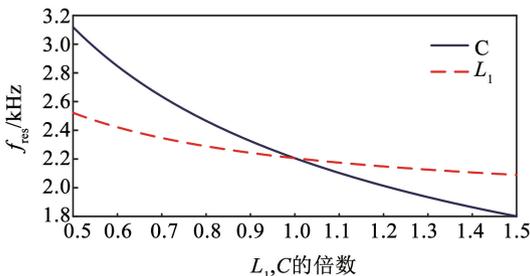


图 14 L_1 与 C 波动时 f_{res} 的变化趋势

Fig. 14 Curves of f_{res} for the fluctuation of L_1 and C

当 L_g 趋于无穷时, f_{res} 的极限值为 $f_{rmin} = 1/\sqrt{L_1 C}$, 故选取 (f_{r0}, f_{rmin}) 作为 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$ 的转折点。当 $f_{r0} = 2\ 200$ Hz 时, $f_{rmin} = 1\ 224$ Hz, 此时 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$ 为

$$f_{tra}(\hat{f}_{res}) = \begin{cases} 1\ 224, & \hat{f}_{res} \leq f_{r0} \\ 1.86\hat{f}_{res} - 2\ 868, & \hat{f}_{res} > f_{r0} \end{cases} \quad (17)$$

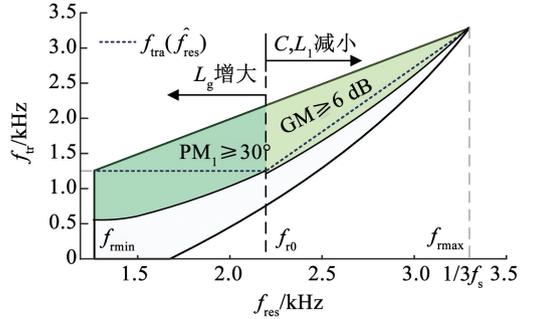


图 15 f_{res} 变化时陷波频率 f_{tr} 的可取区域

Fig. 15 The available area of f_{tr} when f_{res} varies

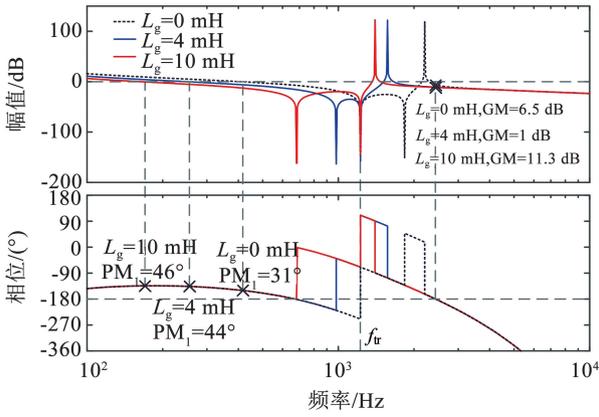
由 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$ 可知, 在 ANF 改进方案中, 陷波器 N_1 的初始陷波频率为 1 224 Hz, 当电网电感增大使 $f_{res} < f_{r0}$ 时, 陷波频率 f_{tr} 维持 1 224 Hz 即可保证系统的稳定; 当 LCL 参数波动使 $f_{res} > f_{r0}$ 并导致系统失稳时, 启用 ANF 算法对谐振频率进行估计, 并根据 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$ 调整陷波频率使系统恢复稳定。

3.3 ANF 改进控制方案的鲁棒性分析

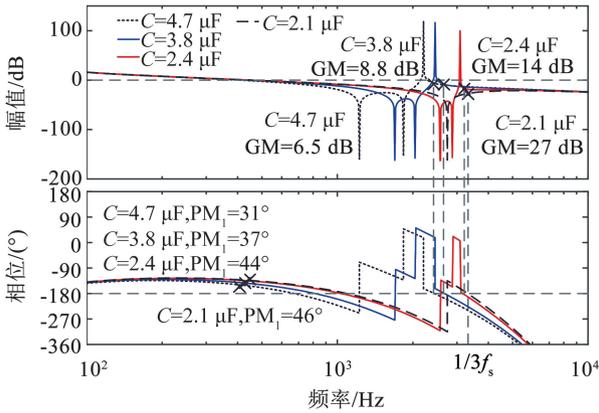
为验证 ANF 改进控制方案在弱电网工况及 LCL 参数波动下的鲁棒性, 绘制其开环系统在电网阻抗及 LCL 参数变化下的 Bode 图, 如图 16(a) 与 16(b) 所示。

在弱电网下, 电网阻抗 L_g 是影响系统稳定性的主要因素, 当 L_g 在 0 ~ 10 mH 之间变化时, $f_{res} \leq f_{r0}$, 自适应陷波器的陷波频率 f_{tr} 保持 1 224 Hz, 此时 $PM_1 \in [31^\circ, 46^\circ]$, $GM \in [6.5$ dB, 11.3 dB], 系统稳定且对弱电网的鲁棒性良好; 在 LCL 参数波动下, 根据图 14, 滤波电容 C 的变化对谐振频率 f_{res} 的影响较大, 对系统的稳定性起主导作用。当 C 在 4.7 ~ 2.4 μ F 之间变化时, 根据 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$, 陷波频率 f_{tr} 为 1 224 ~ 2 873 Hz, 此时 $PM_1 \in [31^\circ, 44^\circ]$, $GM \in [6.5$ dB, 14 dB], 系统恒稳; 当 C 减小至 2.1 μ F 时, 谐振频率 f_{res} 近似于 $1/3f_s$, 即 3 300 Hz。根据图 15, 此时达到陷波器超前作用的上限, 若要保证系统稳定, 需取 $f_{tr} = f_{res}$ 并利用陷波器的陷波特性和直接抑制谐振尖峰, 在此状态下, $PM_1 = 46^\circ$, $GM = 27$ dB, 系统稳定性良好。将 $1/3f_s$ 作为 ANF 改进方案的分界频率, 则谐振频率 f_{res} 的适应范围为 $(0, 1/3f_s]$ 。

在 f_{tr} 的可取区域内构造 $f_{tra}(\hat{f}_{res})$, 根据式 (5),



(a) 自适应后的开环系统在不同电网阻抗下的Bode图



(b) 自适应后的开环系统在不同滤波电容下的Bode图

图 16 自适应后的开环系统在不同电网阻抗及滤波电容下的 Bode 图

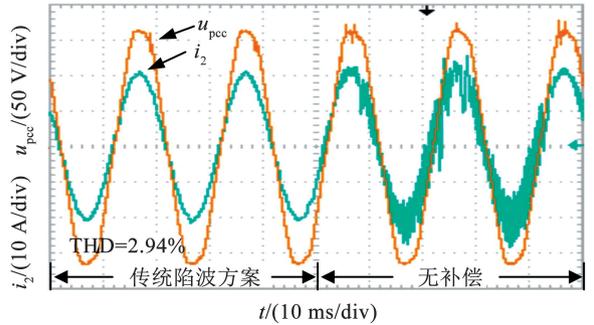
Fig. 16 Bode plots of the open-loop system with ANF for different L_g and C

4 实验验证

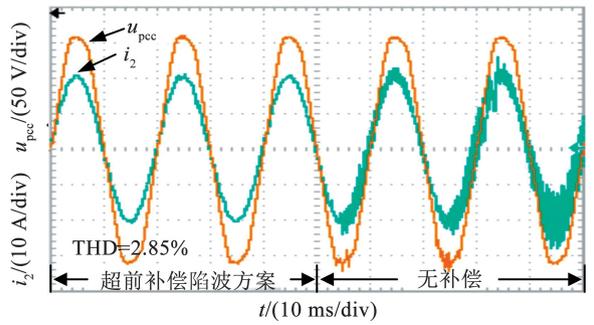
为验证所提补偿方法的可行性与有效性,搭建 2 kW 的单相并网逆变器。采用 TMS320F28335 芯片作为控制单元,并通过电网侧串联电感模拟弱电网工况,实验参数:直流电压 U_{dc} 为 200 V,电网电压 u_g 为 110 V,逆变器侧电感 L_1 为 3.6 mH,网侧电感 L_2 为 1.6 mH,滤波电容 C 为 4.7 ~ 3.3 μ F,电网阻抗 L_g 为 0 ~ 4 mH,开关频率 f_{sw} 为 10 kHz,采样频率 f_s 为 10 kHz,比例系数 k_p 为 15,谐振系数 k_r 为 800,ANF 速度因子 γ 为 0.1,ANF 阻尼因子 ξ 为 0.2。

首先,将传统陷波方案、超前补偿陷波方案、ANF 改进方案在不同的电网条件下进行对比。在传统陷波方案中,利用陷波器的陷波特性直接抑制谐振尖峰,其陷波频率位于初始谐振频率处: $f_{tr} = f_{r0} = 2\ 200$ Hz;在超前补偿陷波方案与 ANF 改进方案中,利用陷波器的相位超前特性对系统相位进行补偿,其陷波频率分别设置为 $f_{tr} = 1\ 400$ Hz 与 $f_{tr} = f_{tra}(f_{res})$ 。

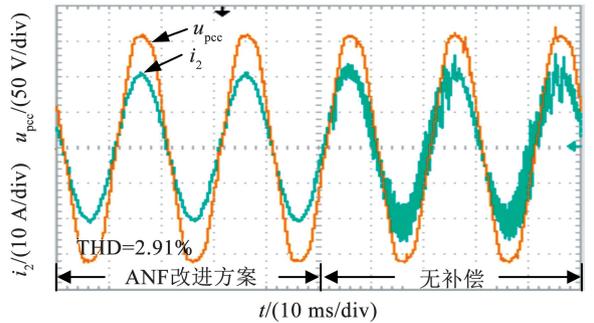
图 17 为电网阻抗 $L_g = 0$ mH 时 3 种控制方案的实验波形。实验结果表明,在强电网的条件下,相比无补偿系统,3 种控制方案均可保证系统稳定且并网电流质量良好,总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 小于 3%。



(a) 传统陷波方案与无补偿系统



(b) 超前补偿陷波方案与无补偿系统



(c) ANF改进方案与无补偿系统

图 17 不同陷波方案的实验结果, $L_g = 0$ mH

Fig. 17 The experimental results of different notch schemes for $L_g = 0$ mH

为验证系统在弱电网下的稳定性,增加电网阻抗进行对比实验。图 18 为 $L_g = 4$ mH 的实验结果,图中可见,采用超前补偿陷波方案与 ANF 改进方案的系统稳定,而采用传统陷波方案的系统失稳,其原因是在电网阻抗增大时,LCL 的谐振频率向低频方向偏移,使传统陷波方案的陷波频率位于谐振频率右侧,此时陷波器的陷波作用失效,相位在谐振频率处重新穿越 -180° ,系统在谐振频率处震荡。而采用超前补偿陷波方案与 ANF 改进方案的陷波频率均位于谐振频率左侧,如 Bode 图 11 与图 16(a) 所

示,因此电网阻抗的增加不对系统产生影响,所提方案对弱电网的鲁棒性良好。

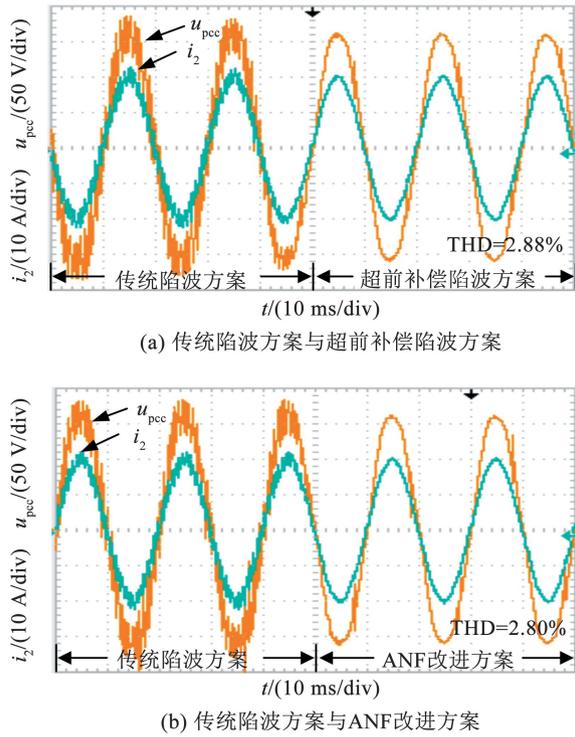


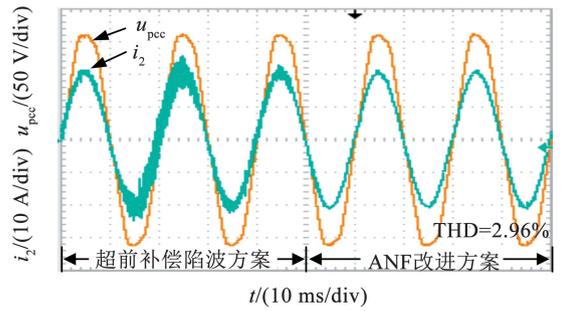
图 18 不同陷波方案的实验结果, $L_g = 4 \text{ mH}$

Fig. 18 The experimental results of different notch schemes for $L_g = 4 \text{ mH}$

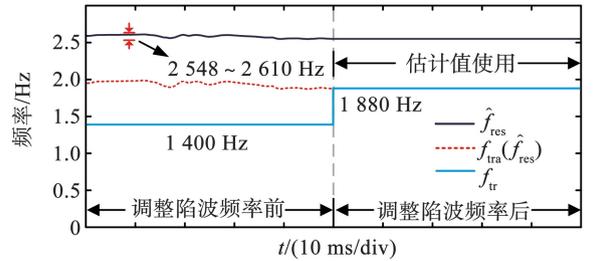
为验证超前补偿陷波方案与 ANF 改进方案对 LCL 参数波动的适应能力,在 $L_g = 0 \text{ mH}$ 的条件下将滤波电容 C 的数值从 $4.7 \mu\text{F}$ 降低至 $3.3 \mu\text{F}$ 。如图 19(a) 所示,其中,超前补偿陷波方案失稳,ANF 改进方案稳定。其原因是降低滤波电容 C 导致谐振频率向高频段波动,陷波器的相位超前补偿作用下降,系统稳定裕度降低,如图 12 所示。当滤波电容 C 的波动幅度较大时 ($C < 3.8 \mu\text{F}$),超前补偿陷波方案的陷波频率位于稳定区间外,此时系统不稳定并在谐振频率附近震荡;相比之下,ANF 改进方案可根据谐振频率调整陷波频率并使之位于稳定区间内,系统稳定,如 Bode 图 16(b) 所示。

图 19(b) 与图 19(c) 分别为 ANF 算法的谐振频率估计结果与并网电流的 THD 分析结果。其中,实际的谐振频率集中在 $2\ 550 \sim 2\ 650 \text{ Hz}$,谐振频率的估计值为 $2\ 548 \sim 2\ 610 \text{ Hz}$,估计值与实际值基本相符,估计结果较准确。

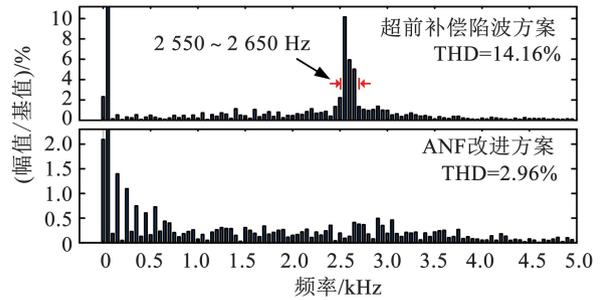
图 20 为采用 ANF 改进方案的系统进行半满载切换的波形,由图可见,当电流参考值突变时,并网电流能快速跟随给定信号,系统的动态性能良好。



(a) LCL 参数变化后不同陷波方案的实验波形



(b) 谐振频率估计结果及陷波频率的调整



(c) i_2 THD 分析结果

图 19 LCL 参数变化后不同陷波方案的实验结果

Fig. 19 The experimental results of different notch schemes after the variation of the LCL parameter

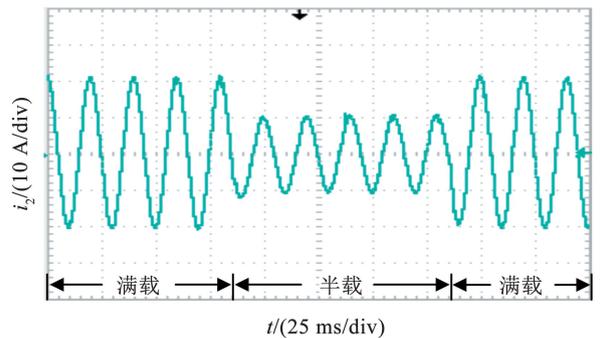


图 20 并网电流的动态实验结果

Fig. 20 Dynamic experimental results of the grid current

5 结 论

本文对逆变侧电流反馈控制的 LCL 型并网逆变器进行了研究,分析了数字控制延时与弱电网对系统稳定性的影响,并提出了一种基于 ANF 算法的陷波超前补偿方法,得出以下结论:

1) 采用单逆变侧电流反馈的系统在数字控制

下由于控制延时的相位滞后作用,当未加入额外的补偿环节时,仅在 $f_{\text{res}} \in (0, 1/6f_s)$ 且环路增益较小的条件下稳定。

2) 提出利用陷波器的相位超前特性对系统相位进行补偿,并采用 ANF 算法对谐振频率进行估计,通过估计值调整陷波频率,将 f_{res} 的稳定区间从 $(0, 1/6f_s)$ 扩大到 $(0, 1/3f_s]$,在提高环路带宽的同时增强了系统的鲁棒性。

3) 该方法无需增加额外传感器,控制系统结构简单,易于参数整定。实验结果表明,相比于传统陷波方案,所提方法提高了系统对电网阻抗与 LCL 参数波动的适应能力,更适用于弱电网工况。

参考文献

- [1] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281
- [2] BAO C L, RUAN X B, WANG X H, et al. Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1239
- [3] 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
XU Jinming, XIE Shaojun, TANG Ting. An adaptive current control for grid-connected LCL-filtered inverters in weak grid case [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4031
- [4] PAN D H, RUAN X B, BAO C L, et al. Optimized controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1537
- [5] LI X, WU X, GENG Y, et al. Wide damping region for LCL-type grid-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5247
- [6] XIN Z, LOH P C, WANG X, et al. Highly accurate derivatives for LCL-filtered grid converter with capacitor voltage active damping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3612
- [7] RODRIGUEZ-DIAZ E, FREIJEDO F D, VASQUEZ J C, et al. Analysis and comparison of notch filter and capacitor voltage feedforward active damping techniques for LCL grid-connected converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3958
- [8] FAIZ M T, KHAN M M, JIANMING X, et al. Capacitor voltage damping based on parallel feedforward compensation method for LCL-filter grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 837
- [9] 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
- [10] YANG D, RUAN X, WU H. A real-time computation method with dual sampling mode to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4563
- [11] 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
XU Jinming, XIE Shaojun, ZHANG Binpeng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4153
- [12] TANG Y, LOH P C, WANG P, et al. Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1433
- [13] 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, 2016, 31(1): 743
- [14] 李军, 李玉玲, 陈国柱. 无阻尼 LCL 滤波器的并网逆变器稳定性控制策略 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 110
LI Jun, LI Yuzhen, CHEN Guozhu. A stability control strategy for PWM converter with undamped LCL-filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 110
- [15] 汪颖, 孙建风, 肖先勇, 等. 扩大等效虚拟阻尼正区间的逆变侧电流双环反馈控制方法 [J]. 高电压技术, 2021, 47(11): 3981
WANG Ying, SUN Jianfeng, XIAO Xianyong, et al. Double loop feedback control method of inverter side current improved by extending the positive range of equivalent virtual damping [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(11): 3981
- [16] 邹常跃, 刘邦银, 段善旭, 等. 并网逆变器中数字控制延时对系统稳定性的影响及其优化设计 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 411
ZOU Changyue, LIU Bangyin, DUAN Shanxu, et al. Influence of delay on system stability and its optimization in grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 411
- [17] 贺诗明, 熊健. 基于牛顿插值的 LCL 型并网逆变器机侧电流反馈延时补偿策略 [J]. 电网技术, 2020, 44(12): 4766
HE Shiming, XIONG Jian. A time delay compensation method based on Newton interpolation for inverter-side current feedback of LCL-type grid-tied Inverter [J]. Power System Technology, 2020, 44(12): 4766
- [18] PEÑA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, 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 Electronics, 2014, 29(12): 6754
- [19] AKHAVAN A, VASQUEZ J C, GUERRERO J M. A robust method for controlling grid-connected inverters in weak grids [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1333
- [20] MOJIRI M, KARIMI-GHARTEMANI M, BAKHSHAI A. Time-domain signal analysis using adaptive notch filter [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(1): 85

(编辑 魏希柱)