

逆变侧电流反馈的LCL型并网逆变器 陷波超前补偿方法

冯婷婷, 张竣淇, 周平, 唐立波

(国网重庆市电力公司经济技术研究院, 重庆 401120)

摘要:在实际应用中LCL型并网逆变器通常采用常见的逆变侧电流反馈,但是在数字控制下,其系统环路增益在LCL谐振峰附近的截止频率处往往存在相位裕度过低的情况,从而造成进网电流含有较多的高频谐波,而调整系统参数来改善该问题则难以兼顾良好的系统动态响应能力及鲁棒性。以逆变侧电流反馈的单相LCL型并网逆变器为例,研究了该系统进网电流中高频谐波的放大机理,并提出一种基于陷波器的相位超前补偿策略,通过合理设计陷波器参数对LCL谐振峰附近的相位进行了修正,该方法在考虑滤波电容波动的情況下也能显著减小进网电流中高频谐波的含量,加强了系统参数对该控制结构的适应性,最后通过仿真验证了所提方法的有效性与正确性。

关键词:逆变侧电流反馈;并网逆变器;超前补偿;陷波器;高频谐波;进网电流质量

中图分类号: TM464

文献标识码: A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqed21175

A Method of Notching Lead Compensation for LCL Type Grid-connected Inverters of Inverting-side Current Feedback

FENG Tingting, ZHANG Junqi, ZHOU Ping, TANG Libo

(State Grid Chongqing Economic Research Institute, Chongqing 401120, China)

Abstract: Common inverter-side current feedback was adopted by LCL type of grid-connected inverters in the actual application, but the system loop gain always existed situation that phase margin was too low at cut-off frequency near the LCL resonance peak in the digital control, and caused that grid current had more high-frequency harmonic, adjusting the system parameters was to solve this problem that it was difficult to incorporate good dynamic response and robustness. A single phase LCL grid-connected inverter with inverter-side current feedback was taken as an example, and the amplifying mechanism of high-frequency harmonic in the grid current was studied, and a method of phase lead compensation based notch filter was proposed, the phase near LCL resonance peak was modified by reasonably designing the parameters of notch filter, the proposed method could also significantly reduce the content of high-frequency harmonics in the grid current after considering the fluctuation of the filter capacitance, and enhance the adaptability of the system parameters for the control structure. Finally, the effectiveness and correctness the proposed method were verified by simulation.

Key words: inverting-side current feedback; grid-connected inverter; lead compensation; notch filter; high-frequency harmonic; quality of grid current

近年来,随着传统能源的枯竭,我国开始大力发展绿色友好型的可再生能源,其中新能源光伏发电技术在我国能源发展上的重要性日益凸显^[1-2]。LCL型并网逆变器作为电网与光伏发电系统之间的核心接口设备,对入网电流质量具有重大影响^[3-5]。如今LCL型并网逆变器主要采用

两种控制结构^[6]: 1)进网电流反馈控制。该控制结构直接保证了进网电流的质量,拥有良好的抗扰性能、动态响应能力以及并网功率因数,但是需要添加额外的电容电流反馈回路,增加系统阻尼用以抑制LCL滤波器的谐振,否则系统将难以稳定^[7]; 2)逆变侧电流反馈控制。该控制结构可

以保护功率开关管,限制电流纹波的功能,并且合理设计系统参数可使得单逆变侧闭环反馈控制是一个稳定的系统^[8],无需额外的回路抑制LCL滤波器的谐振,具有节省传感器,控制结构简单的优点,在实际工程中,出于保护设备的功率开关管的目的,大多场合采用逆变侧电流反馈控制,但该控制结构在数字控制下难以兼顾良好的系统动态响应能力和鲁棒性,在LCL谐振峰附近的三次截止频率处通常存在相位裕度过低的情况,大幅放大了该频率处的高频谐波,从而不满足国家规定的并网标准。

文献[9]表明单逆变侧闭环反馈控制结构容易稳定,但是该文献忽略了控制延时,控制延时带来的相位滞后影响会导致高频段截止频率处的相位裕度极大衰减,甚至可能引发系统失稳。文献[10]针对该控制结构提出了一套LCL滤波器参数优化设计方法,但是仍然无法避免高频谐波放大的问题,并且通过调整LCL滤波器参数来减小高频谐波含量会牺牲系统的动态响应能力。另外,提高采样频率也可较好地改善此问题,但是增大了数字信号处理器的负担^[11],目前,国内外学者针对逆变侧电流反馈控制结构的高频谐波放大问题还未得到较好的解决方案,因此有必要进一步研究改善该系统控制性能的方案。

本文以逆变侧电流反馈的单相LCL型并网逆变器为研究目标,首先搭建了LCL型并网逆变器的控制模型,并分析了数字控制下该系统结构中高频谐波的放大机理,提出一种基于陷波器的相位超前补偿方法,通过对陷波器参数的详细设计,实现了LCL谐振峰附近相位曲线的补偿,同时该方法又不影响系统的低频带宽与高频滤波功能,使得系统能兼顾良好的动态响应能力及鲁棒性,最后搭建了仿真平台进行验证。

1 基于逆变侧电流反馈的LCL型并网逆变器控制模型

基于逆变侧电流反馈的单相LCL型并网逆变器的控制结构如图1所示,整个系统主要由光伏发电端、电压源型并网逆变器以及LCL滤波器构成,在电路硬件中, U_{dc} 为光伏发电端产生的直流母线电压; S_1, S_2, S_3, S_4 为IGBT开关管; U_{inv} 为逆变器输出电压; L_1, C, L_2 分别为LCL滤波器的逆变侧电感、滤波电容以及网侧电感; i_L, i_C, i_g 分别为逆变器的输出电流、电容电流以及进网电流; u_g 为公

共电网,在控制软件中, I^* 为参考电流幅值;PLL为锁相环模块; i_{ref} 为参考电流; G_c 为电流控制器。

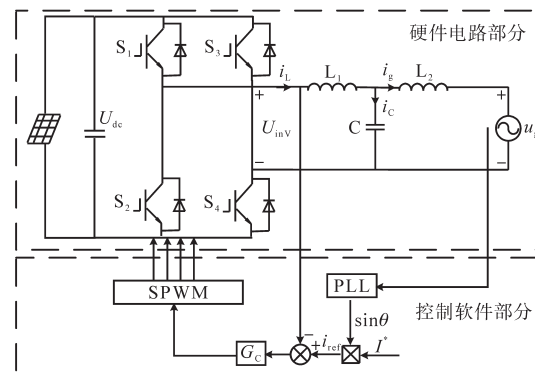


图1 基于逆变侧电流反馈的LCL型并网逆变器控制结构

Fig.1 Control structure of LCL grid-connected inverter based on inverter-side current feedback

图2为基于逆变侧电流反馈的LCL型并网逆变器的控制框图,其中, K_{pwm} 为逆变环节的等效增益(直流母线电压 U_{dc} 与三角载波幅值 U_{tri} 之比^[12]), $G_d(s)$ 为数字控制下的延时环节,主要由软件控制部分中系统算法运算引起的一拍延时和零阶保持器引起的半拍延时组成^[13],其连续域下的表达式可等效为

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

式中: T_s 为采样周期。

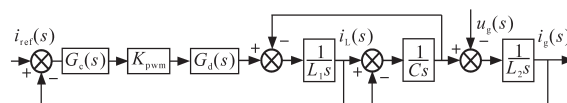


图2 LCL型并网逆变器的控制框图

Fig.2 Control block diagram of LCL-type grid-connected inverters

若忽略图2中公共电网 $u_g(s)$ 的扰动,参考电流 $i_{ref}(s)$ 至 $i_L(s)$ 的开环传递函数如下:

$$G_{i_L}^{i_{ref}}(s) = \frac{K_{pwm} G_c(s) G_d(s) (L_2 C s^2 + 1)}{s^3 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2) s} \quad (2)$$

同时由式(2)可知,该系统存在一对共轭零点和一对共轭极点,表明该系统环路增益的幅频特性和相频特性都将产生两次跳变,其跳变频率为

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C}} \quad (3)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4)$$

图3分别给出了系统考虑延时环节和未考虑延时环节下的波德图,由图3可见,数字控制下的延时环节给系统相频特性带来了极大改变,通过对比发现,在图3a中,由于延时环节的高频相位

滞后影响,在系统的三次截止频率 f_3 处明显存在相位裕度过低的情况,造成该频率的分量大幅放大,恶化了输出电流质量,而图 3b 中, f_3 处系统相位裕度总是充足的,系统输出电流质量良好,这主要是由于延时环节的引入,导致系统在采样频率 f_s 的 1/6 处相位曲线穿越 -180° ^[14],若 f_3 接近 $f_s/6$,则必然导致 f_3 处的相位裕度过低,虽然通过减小 LCL 谐振频率 f_{res} 可以缓解此情况,但是改善效果较差,不足以较好地抑制该点高频谐波的放大,并且调整 LCL 参数可能带来电容无功功率的增大,系统动态响应能力削弱等问题,故在数字控制下,该问题严重增大了系统的设计难度,限制了系统参数的选取。

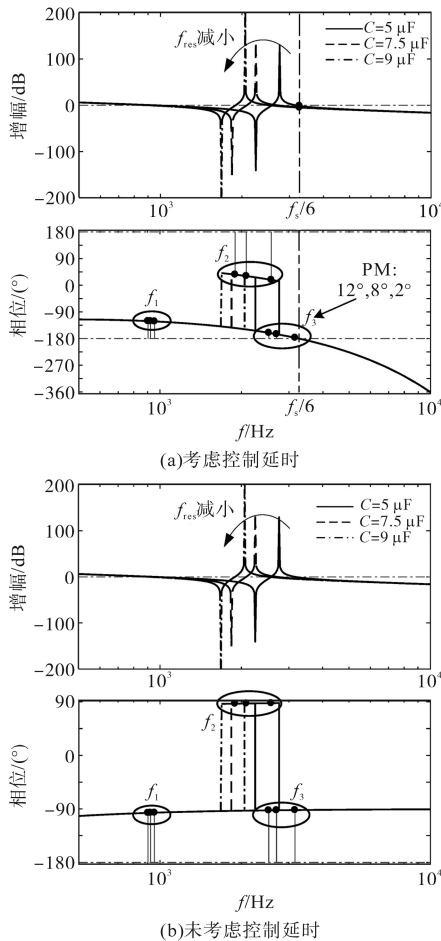


图3 延时环节 $G_d(s)$ 对系统开环波德图的影响
Fig.3 The influence of delay link $G_d(s)$ on the open loop Bode diagram of the system

2 陷波超前补偿方法

2.1 相位超前补偿环节

解决该问题的主要思路就是对 f_3 处的相位裕度进行补偿,典型的相位超前补偿环节能对特定

频率进行较大相位的补偿,经常被广泛应用于各种场合,其表达式为

$$G_{lead}(s) = \lambda \frac{\alpha\beta s + 1}{\beta s + 1} \quad (5)$$

式中: λ, α, β 为补偿环节参数, $\alpha > 1$ 。

其波德图如图 4 所示,但是该环节存在较大缺点,在相位超前频段将引入幅值增益,若此环节应用在该系统中,将 f_3 设为相位最大补偿点 f_{max} ,虽然能有效抑制 f_3 处高频谐波的放大,但却严重衰减环路增益中高频滤波功能,其应用价值有限,应当寻求更优良的解决方案。

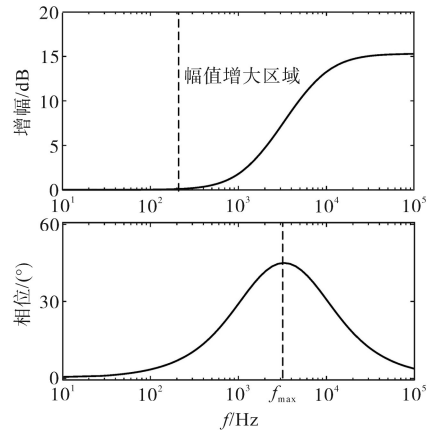


图4 相位超前补偿环节 $G_{lead}(s)$ 波德图

Fig.4 Bode diagram of phase lead compensation link $G_{lead}(s)$

2.2 陷波超前补偿方法的实现机理

如前文所述,我们希望寻求一种不改变原系统环路增益或者影响极小的方法,仅对 f_3 附近的相位裕度进行改善,而基于陷波器的超前补偿方法可以满足所提要求,引入陷波器后的系统控制框图如图 5 所示。

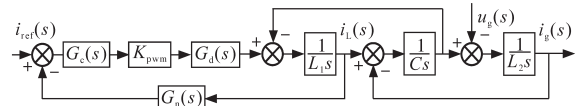


图5 引入陷波器后的系统控制框图

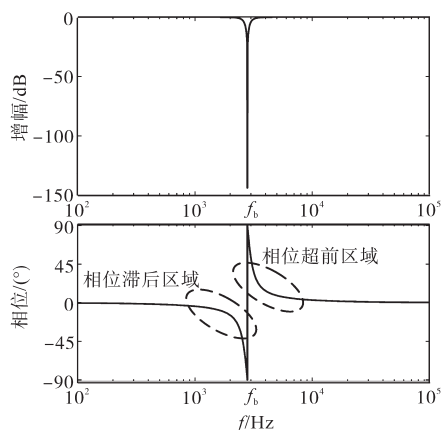
Fig.5 The system control diagram after introducing the notch filter

图 5 中, $G_n(s)$ 为用于提高 f_3 处相位裕度的陷波器,其波德图如图 6 所示,其传递函数如下:

$$G_n(s) = \frac{s^2 + (2\pi f_b)^2}{s^2 + Qs + (2\pi f_b)^2} \quad (6)$$

式中: Q 为品质因数; f_b 为陷波频率。

如图 6 所示,陷波器 $G_n(s)$ 在大于陷波频率 f_b 的一定频段内处提供了相位超前的功能,若将 f_3 设定在相位超前区域内的频率,即可实现对 f_3 处相位裕度的补偿,但是同时陷波器在小于 f_b 内的

图6 陷波器 $G_n(s)$ 的波德图Fig.6 Bode diagram of notch filter $G_n(s)$

一定频段内提供了相位滞后的功能,并且在 f_b 处发生幅值跌落,所以在系统中引入陷波器时,应合理清晰地设计陷波器参数,若陷波频率 f_b 设定为 LCL 谐振峰内大于 0 dB 内的频率时,幅值跌落会穿越 0 dB 线,导致 0 dB 线对应的相位裕度可能小于 0° ,引发系统不稳定。

2.3 陷波器的参数设计

在设计陷波器参数的过程中,第一步应当确立陷波频率 f_b ,陷波频率 f_b 应当满足三个条件:

1) 为了满足 f_3 处相位裕度的补偿, f_b 首先应当小于 f_3 ,另外,如上节所述,为了防止引入陷波器后,系统发生失稳,陷波频率 f_b 的选择应当选择环路增益中小于 0 dB 的频率,故 f_b 应小于 f_2 ;

2) 为了不影响系统的低频增益,陷波频率 f_b 应当大于系统环路增益的一次截止频率 f_1 ;

3) 在并网逆变器的实际运行过程中,滤波电容 C 的参数会产生较大的数值变化,通常变化范围为 $\pm 20\%$,为了防止滤波电容 C 波动时,导致陷波频率 f_b 大于系统的二次截止频率 f_2 ,应当考虑到滤波电容 C 波动到最大值时的情况,同时为了保留一定的安全裕度,陷波频率 f_b 应当小于或等于滤波电容 C 在 $+30\%$ 波动时的 LCL 谐振频率,记为 f_{r_min} ;

综上所述,陷波频率 f_b 的选择应当满足下式的约束条件:

$$f_1 < f_b \leq f_{r_min} \quad (7)$$

第二步应当确立品质因数 Q ,品质因数 Q 关系到 f_3 处相位补偿的效果, Q 的选取应当满足以下两个条件:

1) 为了良好抑制 f_3 处高频谐波的放大,要求相位裕度尽量大于 25° ;

2) 陷波器的相位滞后区域可能会造成截止

频率 f_1 处的相位裕度下降,为了不影响系统的鲁棒性,要求陷波器在 f_1 处的相位滞后不超过 10° ;

综上所述,品质因数 Q 的选择应当满足下式的约束条件:

$$\begin{cases} \angle G_n(2\pi f_1 j) \geq -10^\circ \\ \angle G_n(2\pi f_3 j) \geq 25^\circ \end{cases} \quad (8)$$

将 $s=2\pi f_1 j$ 与 $s=2\pi f_3 j$ 代入式(8),同时陷波频率 f_b 取 f_{r_min} ,经过求解后得出:

$$\begin{cases} Q \geq \frac{\tan(25^\circ) \cdot M}{-2\pi f_3} \\ Q \leq \frac{\tan(-10^\circ) \cdot N}{-2\pi f_1} \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{cases} M = (2\pi f_{r_min})^2 - (2\pi f_3)^2 \\ N = (2\pi f_{r_min})^2 - (2\pi f_1)^2 \end{cases}$$

2.4 设计实例

本文依照经典文献[15]设计了合适的单相 LCL 型并网逆变器的系统参数,具体为:直流母线电压 $U_{dc}=400$ V,电网电压 $u_g=220$ V,开关频率 $f_{sw}=10$ kHz,采样频率 $f_s=20$ kHz,逆变桥增益 $K_{pwm}=400$,输出功率 $P_o=3$ kW,开环增益 $k_p=0.048$,积分增益 $k_i=10$ 。

下面针对以上系统参数进行陷波超前补偿方法的设计,同时电流控制器 G_c 选用经典的准 PR 控制器,其传递函数如下:

$$G_c(s) = k_p + k_i \cdot \frac{2\omega_d s}{s^2 + 2\omega_d s + (2\pi f_o)^2} \quad (10)$$

式中: ω_d 为阻尼系数,通常为 π ; f_o 为基波频率。

在系统低频段内,环路增益的高阶项基本不起作用,可以忽略,通过简化开环传递函数,系统的一次截止频率 f_1 可以近似由下式表达:

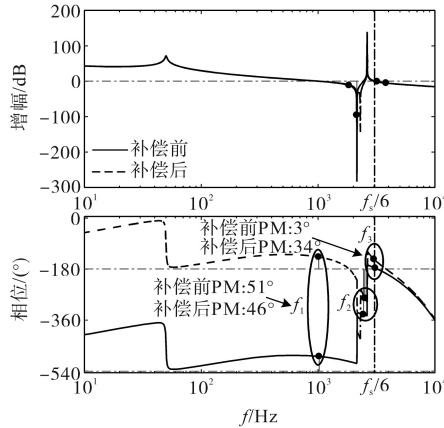
$$f_1 \approx \frac{K_{pwm} k_p}{2\pi(L_1 + L_2)} \quad (11)$$

由于系统三次截止频率 f_3 位于系统高频段,此时环路增益中高阶项作为主导项,不可忽略,通过系统开环传递函数来表示 f_3 ,则求解难度太大,而本文通过系统开环波德图对 f_3 进行反复多次校验,最终确定 f_3 近似可以由 f_{res} 表示如下:

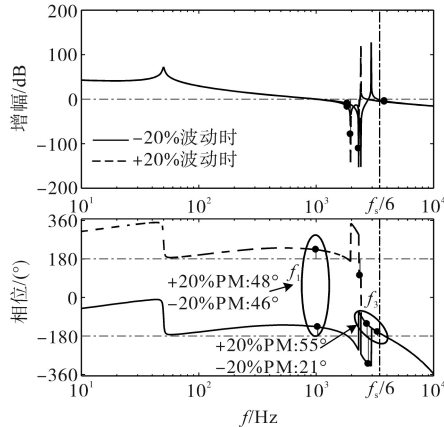
$$f_3 \approx 1.2f_{res} \quad (12)$$

1) 选择第一组 LCL 滤波器参数:逆变侧电感 $L_1=2$ mH,滤波电容 $C=5.5$ μ F,网侧电感 $L_2=1$ mH, $f_{res} \approx 2600$ Hz,通过式(11)、式(12)确定出 $f_1 \approx 1000$ Hz, $f_3 \approx 3100$ Hz,陷波频率 f_b 选择 $f_{r_min} \approx 2300$ Hz,通过式(9)确定出陷波器品质因数 Q 的取值范围:

$1300\pi \leq Q \leq 1500\pi$, 本文折中选取 1400π 。原系统引入本文所提方法前后的开环波德图如图 7a 所示, 本文所提方法考虑滤波电容 C 在 $\pm 20\%$ 波动时的开环波德图如图 7b 所示。



(a) 系统引入本文所提方法前后的波德图



(b) 本文所提方法考虑滤波电容波动时的波德图

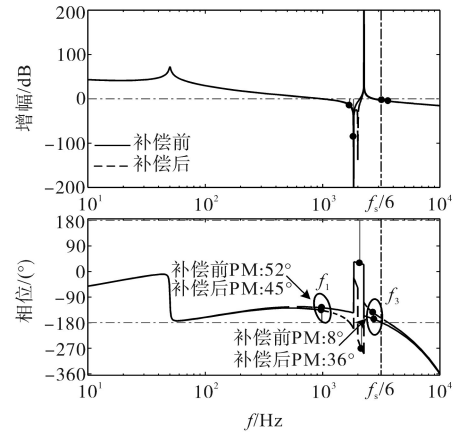
图7 第一组滤波器下的系统波德图

Fig.7 The Bode diagram of the system under the first set of filters

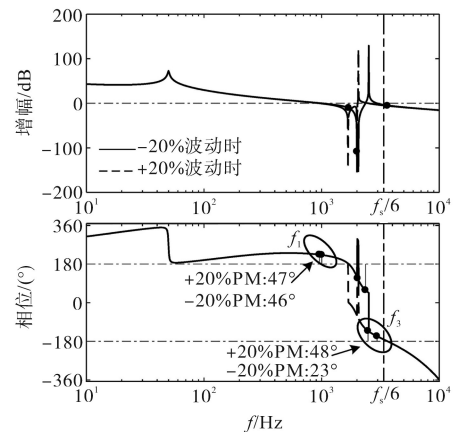
2) 选择第二组 LCL 滤波器参数: 逆变侧电感 $L_1=2$ mH, 滤波电容 $C=7.5$ μ F, 网侧电感 $L_2=1$ mH, $f_{res} \approx 2250$ Hz。

同样的, 通过式 (11)、式 (12) 确定出 $f_1 \approx 1000$ Hz, $f_3 \approx 2700$ Hz, 陷波频率 f_0 选择 $f_{r_min} \approx 2000$ Hz, 通过式 (9) 确定出陷波器品质因数 Q 的取值范围: $980\pi \leq Q \leq 1050\pi$, 本文折中选取 1000π 。原系统采用本文所提方法前后的开环波德图如图 8a 所示, 本文所提方法考虑滤波电容 C 在 $\pm 20\%$ 波动时的开环波德图如图 8b 所示。

经过上述两组不同的设计实例表明, 原系统在引入本文设计的陷波器后, 其环路增益在 f_3 处的相位裕度得到了大幅提升, 而 f_1 处的相位裕度以及系统的幅频特性基本不受影响, 很好地满足了前文提出的期望条件, 说明该设计思路正确,



(a) 系统引入本文所提方法前后的波德图



(b) 本文所提方法考虑滤波电容波动时的波德图

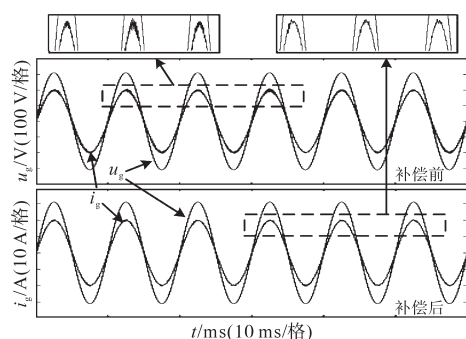
图8 第二组滤波器下的系统波德图

Fig.8 The Bode diagram of the system under the second set of filters

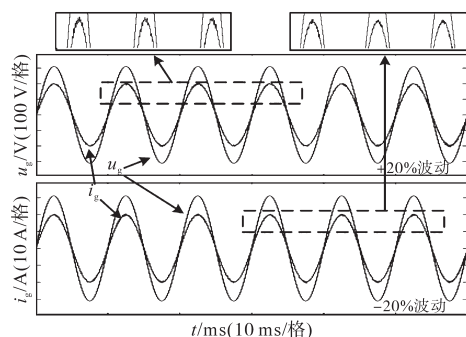
同时, 本文提出方法也能很好地应对滤波电容发生波动的情况, 始终保证了系统在 f_3 处有足够的相位裕度, 有效抑制了 f_3 处高频谐波的放大, 使得原本不满足并网要求的系统参数也可输出电能质量良好的电流, 加强了系统参数对该控制结构的适应性。

3 仿真验证

本文通过 Matlab/Simulink 仿真软件搭建了一套基于逆变侧电流反馈的单相 LCL 型并网逆变器系统模型, 系统参数同 2.4 节, 与上节分析方式类似, 将 LCL 滤波器设置为两组不同参数, 分别对本文所提策略进行验证, 图 9 为第一组 LCL 滤波器参数下进网电流 i_g 与公共电网 u_g 的波形图, 图 10 为第二组 LCL 滤波器参数下进网电流 i_g 与公共电网 u_g 的波形图, 表 1 为系统在两组滤波器参数下, 进网电流 i_g 中高频谐波 (谐波次数 > 33 次) 的最大含量情况, 用基波幅值的百分比来



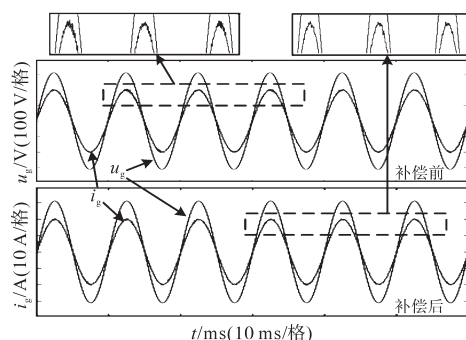
(a)系统补偿前后的并网波形图



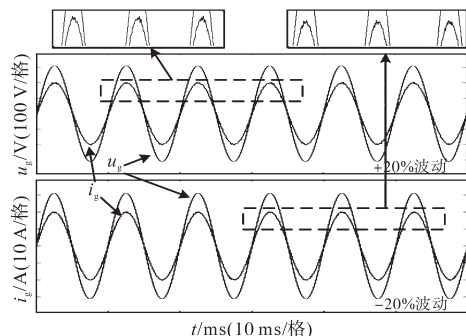
(b)应对滤波电容波动时的并网波形图

图9 第一组滤波器下的并网波形图

Fig.9 The grid-connected waveforms under the first set of filters



(a)系统补偿前后的并网波形图



(b)应对滤波电容波动时的并网波形图

图10 第二组滤波器下的并网波形图

Fig.10 The grid-connected waveforms under the second set of filters

描述。

当系统采用第一组LCL滤波器时,由于补偿前 f_3 处相位裕度过低,导致进网电流 i_g 中含有大

表1 高频谐波的最大含量情况

Tab.1 Maximum content of high frequency harmonics

LCL滤波器参数	补偿前	补偿后	+20% 波动	-20% 波动
$L_1=2\text{ mH}, C=5.5\text{ }\mu\text{F}, L_2=1\text{ mH}$	1.7%	0.26%	0.29%	0.31%
$L_1=2\text{ mH}, C=7.5\text{ }\mu\text{F}, L_2=1\text{ mH}$	0.9%	0.28%	0.32%	0.35%

量高频谐波,且最大含量为基波幅值的1.7%,不满足国家规定的并网标准,同样采用第二组LCL滤波器时,由于LCL谐振频率的降低, f_3 处的相位裕度有一定提高,该情况得到了一定缓解,但仍不满足并网标准。

当系统采用本文所提方法进行补偿后,在两组不同滤波器下都能输出高频谐波含量较低的进网电流,且高频谐波的最大含量都在基波幅值的0.3%以下,满足国家的并网标准,图9b、图10b为滤波电容 C 在实际运行中发生 $\pm 20\%$ 波动时进网电流 i_g 的情况,由表1不难发现本文所提策略在滤波电容 C 发生波动时始终能为 f_3 处提供足够的相位裕度,高频谐波的抑制效果仍然令人满意,仿真结果表明了该方法的有效性与陷波器设计思路的正确性。

4 结论

在数字控制下,基于逆变侧电流反馈的LCL型并网逆变器系统容易产生高频谐波放大的问题,并且通过调整系统参数来解决该问题大幅增加了系统设计难度,且对原系统会产生不良影响,因此,本文提出一种基于陷波器的相位超前补偿方法,该方法在滤波电容宽范围波动的情况下也能提高系统三次截止频率处的相位裕度,有效抑制了该频率点高频谐波的放大,且该方法不影响原系统的动静特性,避免了反复调整系统参数来限制高频谐波,下一步尝试将该方法拓展运用到三相并网逆变器或者多并联式的光伏集群电站中。

参考文献

- [1] 丁明,王伟胜,王秀丽,等.大规模光伏发电对电力系统影响综述[J].中国电机工程学报,2014,34(1):1-14.
- [2] 陈炜,艾欣,吴涛,等.光伏并网发电系统对电网的影响研究综述[J].电力自动化设备,2013,33(2):26-32,39.
- [3] 杨旭红,王创典,何超杰,等.单相LCL并网逆变器新型电流控制策略研究[J].电气传动,2016,46(12):47-51.
- [4] 彭崇文,曹太强,郭筱璞,等.单相LLCL并网逆变器的研究[J].电气传动,2018,48(12):35-38.

- [5] 王学华,阮新波,刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
- [6] 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.
- [7] 盘宏斌,欧思程,刘林海,等. LCL型并网逆变器数字单环控制延时影响与稳定域分析设计[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(6): 85-90.
- [8] 许津铭,季林,张斌锋,等. LCL并网逆变器的单逆变器侧电流控制性能分析[J]. 电源学报, 2017, 15(5): 153-159.
- [9] 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.
- [10] 许津铭,季林,葛小伟,等. 计及逆变器侧电流反馈影响的LCL滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4656-4665.
- [11] Xu J, Xie S, Tang T. Active damping-based control for grid-connected LCL-filtered inverter with injected grid current feedback only[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4746-4758.
- [12] 杨荫福,段善旭,朝泽云. 电力电子装置及系统[M]. 北京:清华大学出版社, 2006.
- [13] Wang Xiaofeng, Blaabjerg F, Loh Poh C. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 213-223.
- [14] 周乐明,杨苓,陈燕东,等. 降低谐振频率偏差和电网阻抗影响的单逆变器电流反馈谐振抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(15): 4490-4503, 4650.
- [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: 202-210.

收稿日期:2019-11-26

修改稿日期:2019-12-25

~~~~~  
 (上接第13页)

- 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE, 2010: 2171-2174.
- [15] Namba M, Hiramoto K, Nakai H. Variable-field machine with three-dimensional magnetic circuit for traction motor[C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), IEEE, 2016: 1-6.
- [16] Masmoudi Nada Elloumi Ahmed, Tassarolo Mauro Bortolozzi Alberto. FEA-assisted steady-state modelling of a spoke type IPM machine with enhanced flux weakening capability[C]// 2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), IEEE, 2018: 1-5.
- [17] Tassarolo A, Mezzarobba M, Menis R. Modeling, analysis, and testing of a novel spoke-type interior permanent magnet motor with improved flux weakening capability[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(4): 1-10.

收稿日期:2019-11-09

修改稿日期:2019-12-12