

DOI:10.19783/j.cnki.pspc.211019

LCL型有源电力滤波器的强鲁棒性控制器优化设计

周娟, 徐高祥, 钊翔坤, 原亚雷, 祝银玉

(中国矿业大学电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221008)

摘要: LCL型有源电力滤波器能有效补偿电网谐波, 但LCL型滤波器存在谐振问题, 电容电流比例反馈有源阻尼是抑制LCL谐振的主要方式。然而, 在数字控制下, 谐振频率会随电网阻抗变化, 导致反馈系数选取困难。针对该问题, 研究了适应电网阻抗宽范围变化的反馈系数选取方法, 推导不同反馈系数和谐振频率下的系统稳定条件, 优化设计适应电网阻抗变化的反馈系数。此外, 随着电网阻抗增加, LCL谐振频率减小, 系统带宽变窄, 有源电力滤波器采用传统准PR控制补偿高次谐波时, 系统相频曲线在控制器谐振点容易穿越 -180° 线, 导致系统不稳定。提出加入相位补偿环节以提升控制器增益处相角, 并给出详细设计方法。理论分析表明, 所提强鲁棒性控制器优化设计方法, 可使有源电力滤波器在保证良好谐波补偿能力的同时具有更宽的稳定运行范围。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 有源电力滤波器; LCL滤波器; 弱电网; 控制延时; 相位补偿

Optimization design of strong robust controller for an LCL-type active power filter

ZHOU Juan, XU Gaoxiang, ZHAO Xiangkun, YUAN Yalei, ZHU Yiyu

(School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: The LCL-active power filter can effectively compensate for the harmonic of a power grid, but an LCL filter has a resonance problem. Capacitive current proportional feedback active damping is the main way to suppress LCL resonance. However, with digital control, the resonant point will change with the grid impedance, and this makes it difficult to select the feedback coefficient. To solve this problem, this paper researches a selection method of feedback coefficient to adapt to a wide range of grid impedance variation, derives the stability conditions of the system under different feedback coefficients and harmonic frequencies, and optimizes the design of the feedback coefficient to meet the requirements. In addition, with the increase of grid impedance, the LCL resonant frequency becomes smaller and the system bandwidth becomes narrower. When the traditional quasi PR control is used to compensate for the high order harmonics, it is easy for the phase frequency curve of the system to cross the -180° line at the resonance point of the controller. This leads to instability of the system. Phase compensation is proposed to improve the phase angle at the gain of the controller, and the detailed design method is given. Theoretical analysis shows that the proposed robust controller optimization design method can ensure good harmonic compensation ability and a wider stable operation range of active power filter. Simulation and experimental results verify the correctness of the theoretical analysis.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51407184).

Key words: active power filter; LCL filter; weak grid; control delay; phase compensation

0 引言

随着电力电子技术的发展, 配电系统中诸如整流器、电弧炉等非线性负载不断增加, 谐波污染日

益严重^[1-3]。谐波会导致变压器过热、保护设备故障、谐波谐振和通信网络干扰等问题^[4]。

并联型有源电力滤波器(Shunt Active Power Filter, SAPF)能有效解决电网谐波污染, 改善电能质量, 并且在发生故障时很容易与电网断开, 目前被广泛应用于电力系统中^[2,5-6]。SAPF通常采用L型或LCL型滤波器滤除输出端开关次谐波, 其中LCL

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51407184); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目资助(KYCX2_2227)

型滤波器具有更优的高频衰减能力, 在 SAPF 中被广泛使用^[7-8], 如图 1 所示。然而, LCL 型滤波器存在固有谐振问题, 容易造成系统不稳定^[9-11]。目前针对谐振问题使用较多的阻尼方法是基于电容电

流反馈的有源阻尼法, 将反馈环节配置成比例环节^[12-13], 具有阻尼效果好、保持 LCL 滤波性能和实现简单等优点。

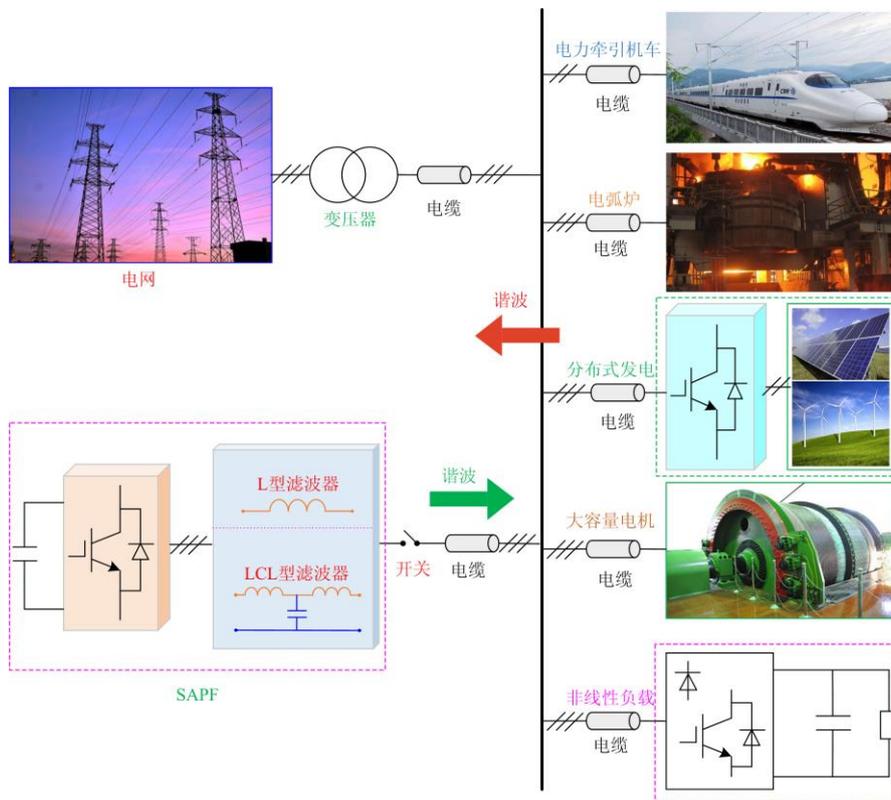


图 1 SAPF 在电网中的应用场景

Fig. 1 Application scenario of SAPF in power grid

在数字控制下, 由于存在 $1.5T_s$ 延迟, 系统在谐振频率 f_r 大于 $f_s/6$ 和小于 $f_s/6$ 情形下的稳定情况不同^[14-15]。实际中为了减小电感, f_r 设计值通常大于 $f_s/6$, 但在弱电网中, 随着电网阻抗 L_g 变化, f_r 很可能进入到 $(0, f_s/6)$ 内^[16], 使设计的 K_C 无法满足系统稳定要求。为增加系统鲁棒性, 目前主要有两个思路。一是尽量消除控制延时影响, 如文献[17-18]通过在 $f_s/6$ 处加入超前环节进行延时补偿, 一定程度上可缓解延时影响, 将稳定区域提高到 $f_s/4$, 但这同时会改变 $f_s/6$ 处增益, 从而改变系统穿越导致新的不稳定。文献[19]通过修改调制波装载时刻和采样时刻之间的间隔进行延时补偿, 但会引入高频噪声。二是通过选取合适的 K_C , 使其能满足不同 f_r 时系统稳定要求, 如文献[19-20]针对 $K_C > 0$ 情况进行了系统稳定性分析, 但没有考虑 $K_C < 0$ 的情况。文献[21-22]提出自适应电容电流反馈概念, 通过在线检测 f_r 调整反馈系数, 但需要进行复杂实时计

算, 影响动态响应。此外, 上述关于稳定性研究的文献都基于并网逆变器, 目前关于 SAPF 相关方面的研究还较少。SAPF 的稳定要求和并网逆变器虽有类似, 但不完全相同。对于 SAPF, 由于 LCL 型滤波器存在相位滞后, 随着 L_g 增加, f_r 逐渐减小, 当补偿谐波频率接近 f_r 时, 在控制器谐振处相频曲线很容易穿越 -180° 线, 从而导致系统不稳定^[23-24]。换言之, 采用数字控制器时, SAPF 稳定性参数设计与传统 s 域存在差异, 也不同于并网逆变器数字控制器参数设计, 除需要抑制 f_r 处谐振的同时还得保证控制器谐振点相位裕度。

本文针对 LCL 型电容电流比例反馈有源阻尼 SAPF, 基于其离散域数学模型, 依据劳斯判据和奈奎斯特稳定判据, 分析 $K_C > 0$ 和 $K_C < 0$ 情况下不同 f_r 时系统稳定条件; 探究系统幅值裕度随电网阻抗 L_g 的变化情况, 设计适应 L_g 宽范围变化反馈系数 K_C ; 提出具有相位补偿(Phase Compensation, PC)

功能的准 PR 控制器设计方法。最后通过仿真和实验验证理论分析的正确性。

1 LCL 型 APF 建模和稳定性分析

图 2 为 LCL 型 SAPF 拓扑及其控制结构, 其中 C_{dc} 为直流侧电容, L_1 为逆变器侧电感, L_2 为交流

侧电感, C 为滤波电容, L_g 为电网阻抗, K_C 为电容电流有源阻尼反馈系数, $G_i(s)$ 为电流控制器; U_{dc} 为直流侧电压, $u_{gk} (k = a, b, c)$ 为 PCC 点电网电压, i_{1k} 为逆变器侧电流, i_{2k} 为网侧电感电流, i_{ck} 为电容电流, i_{Lk} 为负载电流。

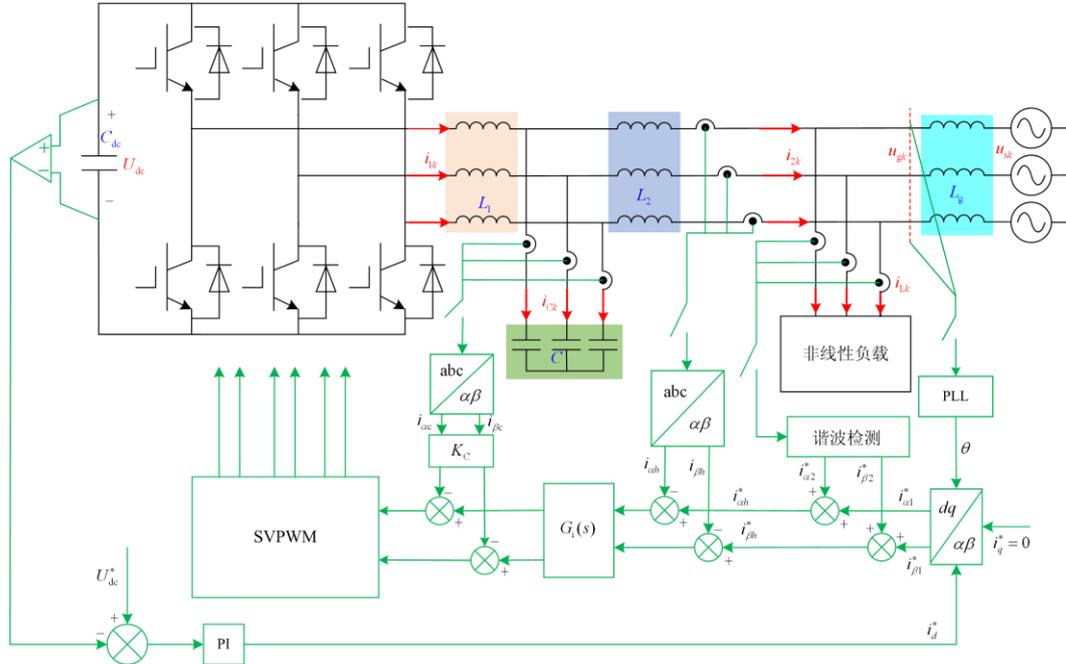


图 2 LCL 型 SAPF 及其控制结构

Fig. 2 Topology and control architecture of LCL-SAPF

由图 2 可得图 3 所示含控制延时的 SAPF 电流内环控制框图。其中, $1/T_s$ 为采样环节传递函数^[17,25], $K_{P_{PWM}}$ 为逆变器增益, $G_d(s)$ 为因数字控制引入计算延时对应的传递函数^[26], 其可表示为

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

式中, T_s 为采样周期。

$G_h(s)$ 表示零阶保持器, 其数学模型为

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \approx T_s e^{-0.5T_s s} \quad (2)$$

令 $G_D(s)$ 为

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

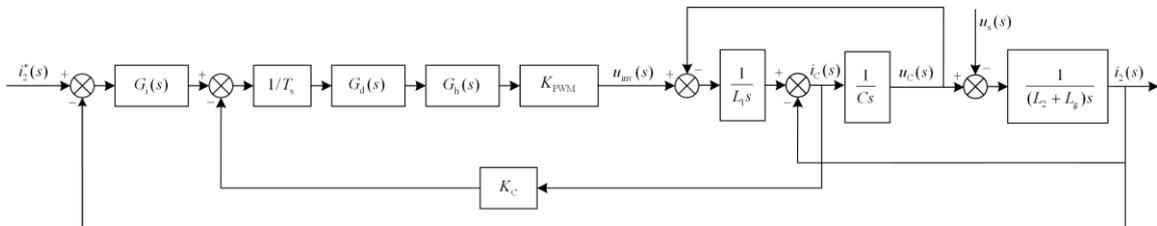


图 3 采用电容电流反馈有源阻尼的 LCL 型 SAPF 控制框图

Fig. 3 LCL type SAPF control block diagram with capacitor current feedback active damping

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{K_{P_{PWM}} G_i(s) e^{-1.5T_s s}}{L_1 C s^2 + (K_C K_{P_{PWM}} C e^{-1.5T_s s}) s + 1} \\ G_2(s) = \frac{L_1 C s^2 + (K_C K_{P_{PWM}} C e^{-1.5T_s s}) s + 1}{L_1 (L_2 + L_g) C s^3 + (K_C K_{P_{PWM}} (L_2 + L_g) C e^{-1.5T_s s}) s^2 + (L_1 + L_2 + L_g) s} \end{cases} \quad (4)$$

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) = \frac{K_{\text{PWM}}G_i(s)e^{-1.5T_s}}{L_1(L_2 + L_g)Cs^3 + (K_C K_{\text{PWM}}(L_2 + L_g)Ce^{-1.5T_s})s^2 + (L_1 + L_2 + L_g)s} \quad (5)$$

$$G(z) = \frac{K_{\text{PWM}}G_i(z)}{\omega_r(L_1 + L_2 + L_g)} \frac{\omega_r T_s [z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] - \sin(\omega_r T_s)(z-1)^2}{(z-1)[z^3 - 2z^2 \cos(\omega_r T_s) + z + (z-1) \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1}]} \quad (6)$$

由式(3)可知, 数字控制系统有 $1.5T_s$ 延时, 对图 3 进行化简可得 SAPF 等效变换模型如图 4 所示。

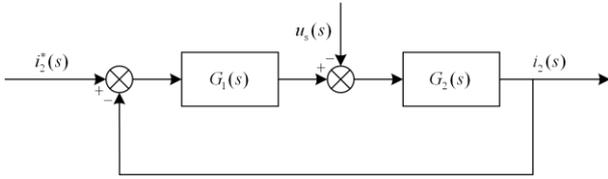


图 4 LCL 型 SAPF 简化控制框图

Fig. 4 Simplified control block diagram of LCL SAPF

其中 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 的表达式如式(4)所示。

由图 4 与式(4)可得系统的开环传递函数如式(5)所示。

但式(5)是一个超越函数, 无法直接求出其极点进行稳定性分析, 为此对式(5)进行 z 变换消除非线性环节, 得到系统 z 域开环传递函数如式(6)所示, 其中, ω_r 为 LCL 型滤波器的谐振角频率, 如式(7)所示。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (7)$$

则谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \omega_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (8)$$

由式(8)可知: 随 L_g 增大 f_r 会逐渐减小, 也就存在理想电网情况下 ($L_g = 0$) 设计的 K_C 随着 L_g 的增大而达不到阻尼效果, 使系统失去稳定的情况。

式(6)中电流调节器 $G_i(z)$ 采用准 PR 调节器, 不含单位圆外极点, 而 $z=1$ 是临界不稳定极点, 因此式(6)右极点情况取决于式(9)。

$$z^3 - 2z^2 \cos(\omega_r T_s) + z + (z-1) \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} = 0 \quad (9)$$

根据式(9)研究稳定性, 需要求出具体 z 值, 为简化分析, 先对式(9)进行 w 变换, 将单位圆映射到 w 域的虚轴^[27], 借助劳斯判据研究稳定性, 只需根据等式系数正负即可得到系统开环右极点数 P , 令

$$z = \frac{w+1}{w-1} \quad (10)$$

得到式(9)的 w 域等价表达式为

$$a_1 w^3 + a_2 w^2 + a_3 w + a_4 = 0 \quad (11)$$

其中

$$\begin{cases} a_1 = 1 - \cos(\omega_r T_s) \\ a_2 = 1 - \cos(\omega_r T_s) + \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \\ a_3 = 1 + \cos(\omega_r T_s) - 2 \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \\ a_4 = 1 + \cos(\omega_r T_s) + \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \end{cases} \quad (12)$$

根据式(11)可列出劳斯表:

$$\begin{array}{l} w^3: a_1 \quad a_3 \\ w^2: a_2 \quad a_4 \\ w^1: b_1 \quad 0 \\ w^0: a_4 \end{array} \quad (13)$$

其中, $b_1 = (a_2 a_3 - a_1 a_4) / a_2$, 可求得 b_1 为

$$b_1 = 2K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s) \cdot \frac{[2 \cos(\omega_r T_s) - 1 - \frac{K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1}]}{\omega_r L_1 - \omega_r L_1 \cos(\omega_r T_s) + K_C K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)} \quad (14)$$

为保证系统的可控性, 要求 $0 < f_r < f_s / 2^{[10]}$, 即 $0 < \omega_r T_s < \pi$, 所以随着 f_r 的变化, 始终有 $a_1 > 0$, 通过判断 a_2 、 b_1 、 a_4 的正负就可得到系统开环传递函数 $G(s)$ 的右极点数 P 。假设当 $a_2 = 0$ 、 $b_1 = 0$ 、 $a_4 = 0$ 时的电容电流反馈系数分别为 $K_{\text{Ca}2}$ 、 $K_{\text{Cb}1}$ 、 $K_{\text{Ca}4}$, 根据式(12)、式(14)可得 $K_{\text{Ca}2}$ 、 $K_{\text{Cb}1}$ 、 $K_{\text{Ca}4}$ 分别为

$$\begin{cases} K_{\text{Ca}2} = \frac{[\cos(\omega_r T_s) - 1] \omega_r L_1}{K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)} \\ K_{\text{Cb}1} = \frac{[2 \cos(\omega_r T_s) - 1] \omega_r L_1}{K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)} \\ K_{\text{Ca}4} = -\frac{[\cos(\omega_r T_s) + 1] \omega_r L_1}{K_{\text{PWM}} \sin(\omega_r T_s)} \end{cases} \quad (15)$$

通过比较 K_C 和 K_{Ca2} 、 K_{Cb1} 、 K_{Ca4} 的大小就可得到开环传递函数 $G(s)$ 的右极点数 P 。定义系统穿越数为 N ，闭环右极点数 Z ，其中 $N = N^+ - N^-$ ， N^+ 表示正穿越， N^- 表示负穿越，则有

$$Z = P - 2N \quad (16)$$

当 $Z = 0$ ，即 $P = 2N$ 时系统是稳定的，否则系统不稳定。穿越的定义如图 5 所示。

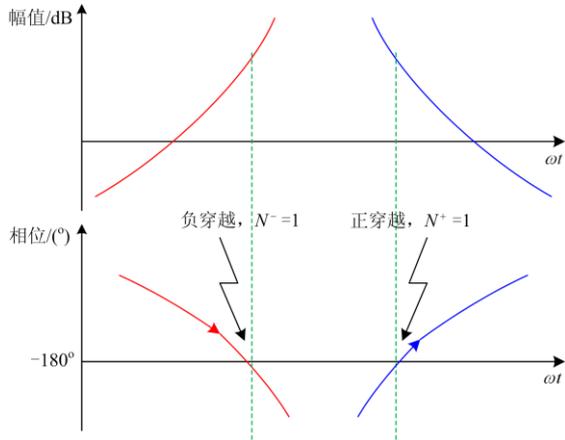


图 5 正负穿越定义

Fig. 5 Definition of positive traversal and negative traversal

由图 5 可以看出，正穿越是相频曲线由下往上穿越 -180° 线，同时对应的幅频曲线位于 0 dB 上方；负穿越是相频曲线由上往下穿越 -180° 线，同时对应的幅频曲线位于 0 dB 上方；两个条件缺一不可。

N 的求解过程为：通过 $G(s)$ 在 ω 处的正负可以判断系统相频曲线在该处是否穿越 -180° 线，如果为负实数，说明相频曲线在该处会穿越 -180° 线。考虑 $1.5T_s$ 控制延时的 LCL 型系统谐振发生在 f_r 处或者 $f_s/6$ 处，因此求出 f_r 和 $f_s/6$ 处的开环增益表达式分别为

$$G_{f_r} = G(s) \Big|_{s=j\omega_r} = -\frac{K_p}{\omega_r^2 K_C (L_2 + L_g) C} \quad (17)$$

$$G_{1/6f_s} = G(s) \Big|_{s=j(2\pi f_s)/6} = \frac{K_p L_1}{(L_1 + L_2 + L_g) \sin(\omega_r T_s)} \cdot \frac{\omega_r T_s [1 - 2\cos(\omega_r T_s)] + \sin(\omega_r T_s)}{K_{Cb1} - K_C} \quad (18)$$

由式(17)可知，当 $K_C > 0$ 时，系统的相频曲线才会在 f_r 处穿越 -180° 线；另外，式(18)中 $\omega_r T_s [1 - 2\cos(\omega_r T_s)] + \sin(\omega_r T_s)$ 在 $[0, \pi]$ 内始终大于零，所以 $K_C > K_{Cb1}$ 时，相频曲线在 $f_s/6$ 处穿越 -180° 线，否则不会。

定义系统在 f_r 处和 $f_s/6$ 处的幅值裕度分别为 GM_r 、 GM_s ，则有

$$GM_r = -20 \lg |G_{f_r}| \quad (19)$$

$$GM_s = -20 \lg |G_{1/6f_s}| \quad (20)$$

基于上述定义，可推导出不同 f_r 和 K_C 时系统稳定条件如表 1 所示。

表 1 系统稳定时的幅值裕度要求

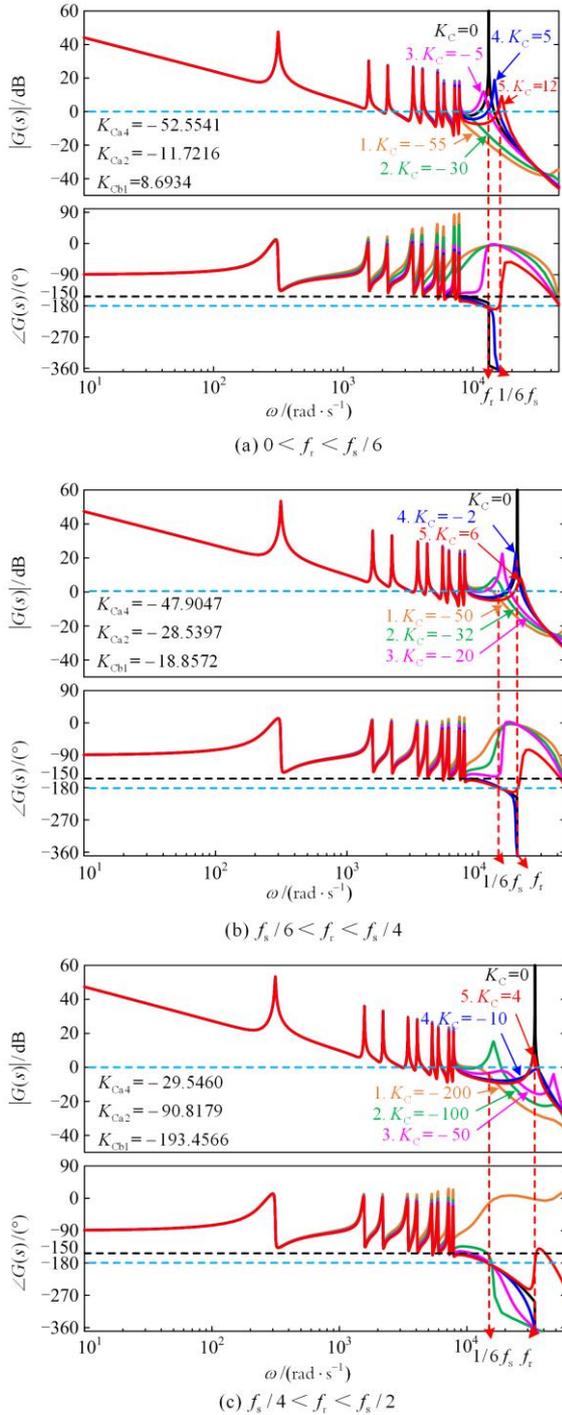
Table 1 Gain margin requirements for system stability

情况 1: $0 < f_r < f_s/6, K_{Ca4} < K_{Ca2} < 0 < K_{Cb1}$			
K_C	P	-180° 穿越情况	GM_r 、 GM_s 要求
$(-\infty, K_{Ca4})$	3	无	不稳定
$[K_{Ca4}, K_{Ca2})$	2	无	不稳定
$[K_{Ca2}, 0)$	2	无	不稳定
$[0, K_{Cb1})$	0	$f_r - D$	$GM_r > 0 \text{ dB}$
$[K_{Cb1}, \infty)$	2	$f_r - D, f_s/6 - U$	$GM_r > 0 \text{ dB}, GM_s < 0 \text{ dB}$
情况 2: $f_s/6 \leq f_r < f_s/4, K_{Ca4} < K_{Ca2} < K_{Cb1} < 0$			
K_C	P	-180° 穿越情况	GM_r 、 GM_s 要求
$(-\infty, K_{Ca4})$	3	无	不稳定
$[K_{Ca4}, K_{Ca2})$	2	无	不稳定
$[K_{Ca2}, K_{Cb1})$	2	无	不稳定
$[K_{Cb1}, 0)$	0	$f_s/6 - D$	$GM_s > 0 \text{ dB}$
$[0, \infty)$	2	$f_s/6 - D, f_r - U$	$GM_r > 0 \text{ dB}, GM_s < 0 \text{ dB}$
情况 3: $f_s/4 \leq f_r < f_s/2, K_{Cb1} < K_{Ca2} < K_{Ca4} < 0$			
K_C	P	-180° 穿越情况	GM_r 、 GM_s 要求
$(-\infty, K_{Cb1})$	3	无	不稳定
$[K_{Cb1}, K_{Ca2})$	1	$f_s/6 - D$	不稳定
$[K_{Ca2}, K_{Ca4})$	1	$f_s/6 - D$	不稳定
$[K_{Ca4}, 0)$	0	$f_s/6 - D$	$GM_s > 0 \text{ dB}$
$[0, \infty)$	2	$f_s/6 - D, f_r - U$	$GM_s > 0 \text{ dB}, GM_r < 0 \text{ dB}$

在表 1 中，下标 D 表示向下穿越，U 表示向上穿越，例如 $f_r - D$ 表示在 f_r 处相频曲线向下穿越 -180° 线。图 6 中(a)、(b)、(c)分别对应表 1 中的 3 种情况，图中频率响应曲线 1~5 分别对应表 1 中 K_C 在 5 个区间的取值情况，其中 $K_C = 0$ 曲线表示无阻尼情况下频率响应。

当 $0 < f_r < f_s/6$ ，结合图 6(a)，可推导得：

(1) 若 K_C 的取值是 $(-\infty, K_{Ca4})$ ，以 $K_C = -55$ 为例，此时 $G(s)$ 频率响应为曲线 1，系统开环右极点数 $P = 3$ ，相频曲线不会穿越 -180° 线，即 $N = 0$ ，不满足 $P = 2N$ 的要求，可见该情况下系统是不稳定的。

图 6 不同谐振频率、 K_C 时 $G(s)$ 的频率响应Fig. 6 Frequency response of $G(s)$ at different resonant frequencies and K_C

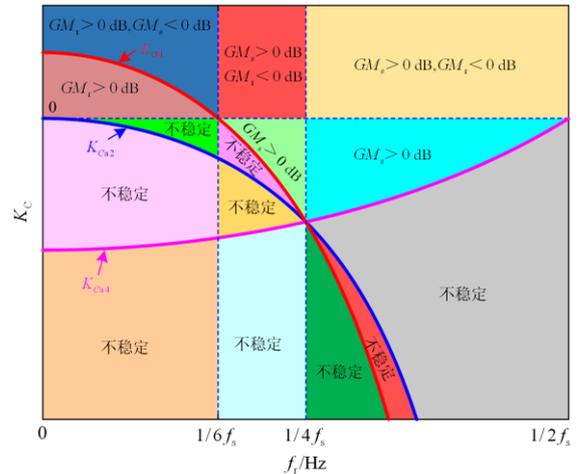
(2) 若 K_C 取值是 $[K_{Ca4}, K_{Ca2}]$ 、 $[K_{Ca2}, 0)$, 以 $K_C = -30$ 和 $K_C = -5$ 为例, 此时系统频率响应为曲线 2 和 3, 系统开环右极点数 $P=2$, 相频曲线不会穿越 -180° 线, 即 $N=0$, 不满足 $P=2N$ 的要求, 可见

该情况下系统是不稳定的。

(3) 若 K_C 取值是 $[0, K_{Cb1})$, 以 $K_C = 5$ 为例, 此时 $G(s)$ 频率响应为曲线 4, 开环右极点数 $P=0$, 系统相频曲线只会在 f_r 处穿越 -180° 线, 为了满足 $P=2N$ 的要求, 需有 $N=0$, 则此时稳定条件是 f_r 处幅值裕度大于 0, 即 $GM_r > 0$ dB。

(4) 若 K_C 取值是 $[K_{Cb1}, \infty)$, 以 $K_C = 12$ 为例, 此时 $G(s)$ 频率响应为曲线 5, 相频曲线分别在 f_r 处和 $f_s/6$ 处穿越 -180° 线, $P=2$, 为了使系统稳定需有 $N=1$, 而 $N=N^+ - N^-$, 所以需满足 $N^+=1, N^-=0$, 故此时稳定条件是 $GM_r > 0$ dB, 同时 $GM_s < 0$ dB。

类似地, 可推导图 6(b)和图 6(c)情况, 综合三种情况分析结果可知: 当 $f_r < f_s/6$ 时, 只有 $K_C > 0$ 系统才可能稳定; $f_r > f_s/6$ 时, $K_C < 0$ 系统有可能稳定。不同 f_r 和 K_C 时系统稳定条件可概括为图 7。

图 7 不同 f_r 下系统的稳定条件Fig. 7 Stability conditions of the system under different f_r

2 反馈系数 K_C 优化设计

由第 1 节可知, 如果反馈系数 $K_C < 0$, 则 $f_r < f_s/6$ 时, 系统不满足稳定条件, 而实际应用中若 L_g 增大, f_r 会减小进入到小于 $f_s/6$ 区域。因此, 为保证弱电网下系统的稳定性, 在进行反馈系数 K_C 的设计时, 需要 $K_C > 0$, 此时, 如图 7 所示, 可得系统稳定条件:

- 1) $f_r < f_s/6$ 时, $GM_r > 0$ dB, $GM_s < 0$ dB;
- 2) $f_r > f_s/6$ 时, $GM_r < 0$ dB, $GM_s > 0$ dB。

可以发现, 在 $f_r < f_s/6$ 和 $f_r > f_s/6$ 时 GM_r 、 GM_s 的取值相反, 设想存在 K_C 满足: $f_r = f_s/6$ 时, $GM_r = GM_s = 0$ dB; $f_r < f_s/6$ 时, $GM_r > 0$ dB,

$GM_s < 0 \text{ dB}$; $f_r > f_s/6$ 时, $GM_r < 0 \text{ dB}$, $GM_s > 0 \text{ dB}$, 则符合该条件的反馈系数 K_C 可以在电网阻抗宽范围变化的情况下使系统满足稳定要求。

结合式(17)一式(20), 可得到 GM_r 和 GM_s 的表达式为

$$GM_r = -20\lg|G_{f_r}| = 20\lg \frac{K_C(L_1 + L_2 + L_g)}{K_P L_1} \quad (21)$$

$$GM_s = -20\lg|G_{1/6f_s}| = 20\lg \frac{(L_1 + L_2 + L_g) \sin(\omega_r T_s)}{K_P L_1} + 20\lg \frac{K_C - K_{Cb1}}{\omega_r T_s [1 - 2\cos(\omega_r T_s)] + \sin(\omega_r T_s)} \quad (22)$$

式中, K_P 为 $G_1(s)$ 的比例系数。另外由式(8)可知, 当 $L_g = 0$ 时, f_r 取得最大值, 设为 $f_{r-\max}$, 则有

$$f_{r-\max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (23)$$

设计的滤波器参数满足 $f_{r-\max} > f_s/6$, 同时选取一个反馈系数 K_C 满足 $GM_r < 0 \text{ dB}$, $GM_s > 0 \text{ dB}$, 作出 GM_r 和 GM_s 随 L_g 变化的曲线如图 8 所示。

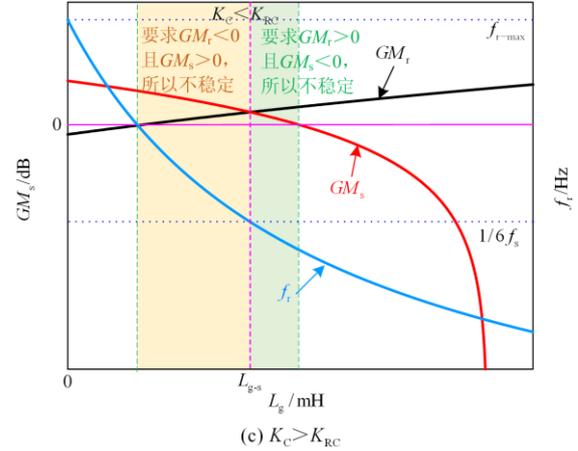
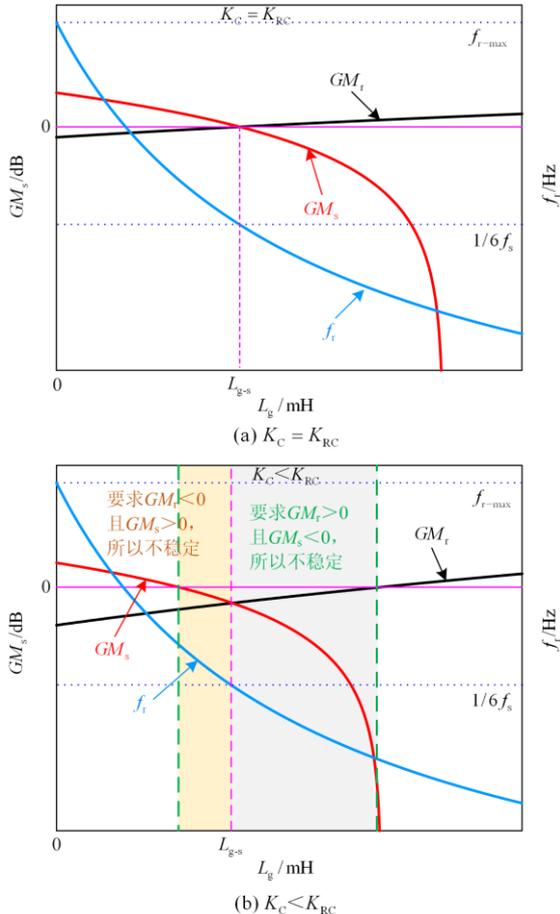


图 8 不同 K_C 下 GM_r 、 GM_s 随着 L_g 的变化情况
Fig. 8 Changes of GM_r and GM_s with L_g under different K_C

由图 8 可以看到, 当电网阻抗 $L_g = 0$ 时, $f_{r-\max} > f_s/6$, 此时满足 $GM_r < 0 \text{ dB}$, $GM_s > 0 \text{ dB}$ 的要求, 随着 L_g 增大, f_r 逐渐减小, GM_s 减小变为负值, GM_r 增大变为正值。当谐振频率 $f_r = f_s/6$ 时, $GM_r = GM_s$, 假设此时电网阻抗为 L_{g-s} , 则有

$$L_{g-s} = \frac{L_1 L_2 C f_s^2 \pi^2 - 9(L_1 + L_2)}{9 - L_1 C f_s^2 \pi^2} \quad (24)$$

如图 8(a)所示, 在 $L_g = L_{g-s}$ 时, 如果让 $GM_r = GM_s = 0 \text{ dB}$, 则在 $L_g < L_{g-s}$ 时, 可满足 $GM_r < 0 \text{ dB}$ 、 $GM_s > 0 \text{ dB}$ 的稳定要求, 且当 $L_g > L_{g-s}$ 时, 也满足 $GM_r > 0 \text{ dB}$ 、 $GM_s < 0 \text{ dB}$ 的稳定要求。由此可见, 在整个谐振频率 $(0, 0.5f_s)$ 内除了 $f_s/6$ 处外, 其他 f_r 处系统都是稳定的, 设此时电容电流反馈系数为 K_{RC} , 则将式(24)代入式(21), 并令其等于零, 可解得

$$K_{RC} = \frac{K_P L_1}{L_1 + L_2 + L_{g-s}} \quad (25)$$

如图 8(b)所示, 当反馈系数不等于 K_{RC} 时, GM_r 和 GM_s 交点不在 0 dB 线上, 随着 L_g 变化总会有一段 GM_r 和 GM_s 同号的区间, 使得在 $f_r < f_s/6$ 和 $f_r > f_s/6$ 时都存在不满足稳定要求的区域, 当 $K_C < K_{RC}$ 时, GM_r 和 GM_s 交点移到 0 dB 线以下; 如图 8(c)所示, 当 $K_C > K_{RC}$ 时, GM_r 和 GM_s 交点移到 0 dB 线以上。

3 具有相位补偿功能的电流控制器设计

由上述分析可知, 当 $K_C = K_{RC}$ 时只有 $f_s/6$ 处是

临界不稳定的, 为增强系统稳定性, 需要将 $f_s/6$ 处相频曲线适当下移, 产生正穿越, 使之满足 $P=2N$ 的稳定要求。

当采用 PR 控制器对 SAPF 电流环进行控制时, 控制器可表示为

$$G_{Q-PR}(s) = K_P + \sum_{n=1,5,7,11,\dots} \frac{K_m s}{s^2 + \xi_n s + (n\omega_0)^2} \quad (26)$$

式中: K_P 为比例系数; ω_0 为基波角频率; n 为谐波次数; ξ_n 为适应 n 次谐波处频率变化的阻尼系数; K_m 为 n 次谐波处的增益。在控制器谐振频率处会有相位滞后, 当补偿谐波频率接近 $f_s/6$ 时, 将使 $f_s/6$ 处系统相频曲线下移, 产生新的正穿越, 从而使系统在 $f_s/6$ 处也维持稳定运行。

图 9 所示为传统准 PR 控制下补偿 25 次谐波时系统 Bode 图, 随着 L_g 的增加, f_r 减小, 补偿的谐波频率接近 f_r 或者 $f_s/6$ 时, 在控制器谐振处相频曲线容易穿越 -180° 线, 导致系统不稳定。传统做法是减少准 PR 控制器个数, 但这会导致电网电流畸变率增高, 即传统控制器很难同时保证系统稳定性和电流质量。

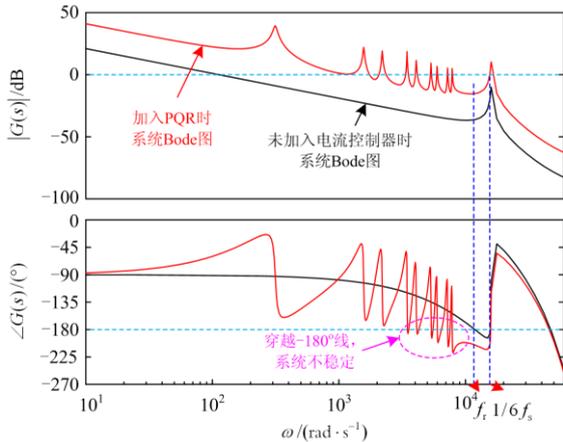


图 9 准 PR 控制下补偿 25 次谐波时系统 Bode 图

Fig. 9 Bode diagram of system under quasi PR control for 25 th harmonic compensation

为此, 有研究者提出带相位补偿的 PR 控制器^[28-29], 在 PR 谐振处引入相位补偿角 φ_n , 为应对电网频率波动, 将 PC 引入到准 PR 控制器中以替换 PR, 得到控制器表达式如式(27)。

$$G_{QPR-PC}(s) = K_P + \sum_{n=1,5,7,\dots} K_m \frac{s \cos(\varphi_n) - n\omega_0 \sin(\varphi_n)}{s^2 + \xi_n s + (n\omega_0)^2} \quad (27)$$

式中, 补偿角不仅和 φ_n 有关, 还和阻尼系数 ξ_n 呈非线性关系, 随着 ξ_n 的增大而增大, 但增速逐渐减缓。

图 9 中, 在 $(0, f_r)$ 内不加入控制器时系统相角会从 -90° 逐渐减小到 -180° , 这是由 LCL 滤波器引

起的, 设减小角度为 θ_1 , 则有

$$\theta_1 = \arctan \frac{K_C K_{PWM} (L_2 + L_g) C \omega}{L_1 + L_2 + L_g - L_1 (L_2 + L_g) C \omega^2} \quad (28)$$

另外, $1.5T_s$ 的数字控制延时也会引起相位滞后, 设滞后角为 θ_2 , 则有

$$\theta_2 = 1.5 \times \frac{2\pi n \omega_0}{\omega_s} \quad (29)$$

θ_1 和 θ_2 随着 ω 的增大而增大, 所以在设计控制器时, 随着补偿谐波次数的增大, φ_n 和 ξ_n 也需要增大。本文所设计 SAPF 主电路相关参数如表 2 所示, 可计算得 $f_r = 3.13$ kHz, 大于 $f_s/6$, 综合应对电网阻抗变化的强鲁棒性和谐波补偿效果, 这里设计最高补偿 25 次谐波。

表 2 SAPF 参数取值

Table 2 SAPF parameter values

参数	取值	参数	取值
直流侧电压 U_{dc}	700 V	采样频率 f_s	15 kHz
电网电压 U_s	380 V	电容电流反馈系数 K_C	6.6
输出功率 P_o	7 kW	逆变器侧电感 L_1	1.5 mH
基波频率 f_0	50 Hz	电网侧电感 L_2	0.6 mH
开关频率 f_w	15 kHz	滤波电容 C	6 μ F

K_P 影响截止频率 f_c 和控制带宽 ω_c , 在一般系统中带宽为 ω_0 的 10 倍, 而在电力有源滤波器中 ω_c 通常为 ω_0 的 14~16 倍^[23], 则有

$$\omega_c \approx 16\omega_0 = 5000 \text{ rad/s} \quad (30)$$

截止频率处增益为 0, 此时电流控制器 $G_i(s)$ 等效为 K_P ^[19], 结合式(5)有

$$-20 \lg |G(j\omega_c)| = 0 \text{ dB} \quad (31)$$

根据式(31), 可得控制器比例系数 $K_P = 12$ 。

对准 PR 控制进行相位补偿需要考虑 θ_1 、 θ_2 和相位裕度。在 50 Hz 处, 通过式(2)一式(29)和式(2)一式(30)可以求得总滞后角 $\theta = \theta_1 + \theta_2 = 1.95^\circ$, 将谐波控制器分成三组进行设计, 分别为: 5、7 次谐波控制器, 11、13、17 次谐波控制器, 19、23、25 次谐波控制器。每组控制器按照最大滞后角进行补偿, 与基波进行类似计算可以得到每组滞后角最大值分别为 13.65° 、 33.32° 、 49.39° , 同时保证控制系统 30° 的相位裕度, 综合准 PR 控制 ω_c 参数对相位的影响, 取 $\varphi_1 = 30^\circ$ 、 $\varphi_{5,7} = 35^\circ$ 、 $\varphi_{11,13,17} = 40^\circ$ 、 $\varphi_{19} = 45^\circ$ 、 $\varphi_{23,25} = 50^\circ$ 。

PR 控制器需适应电网频率波动, 控制器谐振频率处所允许的电网频率波动范围 d_n 受参数 ξ_n 影响, 与 K_P 无关, PC 环节的影响也可忽略, 所以在设计 ξ_n

时, 控制器频域表达式可写为

$$G_{QR}(j\omega) = \frac{K_m j\omega}{-\omega^2 + j\xi_n \omega + (n\omega_0)^2} = \frac{K_m / \xi_n}{1 + j \frac{\omega^2 - (n\omega_0)^2}{\xi_n \omega}} \quad (32)$$

控制器带宽定义为 $\omega_{dn} (\omega_{dn} = \pi d_n)$, 则当 $G_{QR}(j\omega)$ 的幅值满足式(33)时, 所求得两个 ω 差值即为 ω_{dn} 。

$$|G_{HQR}(j\omega)| = \frac{K_m / \xi_n}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow \left| \frac{\omega^2 - (n\omega_0)^2}{\xi_n \omega} \right| = 1 \quad (33)$$

求解式(33)可得到两个解的差值为

$$\omega_{dn} = \omega_1 - \omega_2 = \frac{\xi_n}{2} \quad (34)$$

根据电网中规定的频率波动范围, 结合式(34)可求得各次谐波处的阻尼系数。例如电网中在基频处允许频率有 ± 0.5 Hz 的波动, 则有 $d_1 = 1$ Hz, $\omega_{d1} = \pi$, 求得 $\xi_1 = 2\omega_{d1} = 2\pi$, 同理可计算出其他 ξ_n , 综合对补偿角 α 的影响, 这里分别取 $\xi_{5,7} = 8$ 、 $\xi_{11,13,17} = 12$ 、 $\xi_{19,23,25} = 20$ 。

式(27)中 K_m 为控制器谐振处增益, 影响系统抗扰性能, K_m 越大, 谐波处稳态误差越小, 控制器谐振处增益一般大于 40 dB^[23], 结合表 2 可计算出 K_m , 这里分别取 $K_{r1} = 1500$ 、 $K_{r5,7} = 2000$ 、 $K_{r11,13,17} = 3000$ 、 $K_{r19,23,25} = 4000$, 依据上述过程可得到同时满足系统稳定性和电网电流质量要求的控制器, 可使 SAPF 在较宽的电网阻抗变化范围内稳定运行, 所设计控制器参数如表 3 所示。

表 3 控制器参数

Table 3 Parameters of controller

参数	取值	参数	取值
比例系数 K_p	12	5、7 次 $\xi_{5,7}$	8
基波 φ_1	30°	11、13、17 次 $\xi_{11,13,17}$	12
5、7 次 $\varphi_{5,7}$	35°	19、23、25 次 $\xi_{19,23,25}$	20
11、13、17 次 $\varphi_{11,13,17}$	40°	基波 K_{r1}	1500
19 次 φ_{19}	45°	5、7 次 $K_{r5,7}$	2000
23、25 次 $\varphi_{23,25}$	50°	11、13、17 次 $K_{r11,13,17}$	3000
基波 ξ_1	6	19、23、25 次 $K_{r19,23,25}$	4000

设电网阻抗 $L_g = L_{g-s}$, 这时 $f_r = f_s / 6$, 系统的相频曲线和 -180° 线相切, 处于临界不稳定状态, 结合表 2、表 3 参数可得到 $L_{g-s} = 0.63$ mH, $K_{RC} = 6.6$ 。图 10 分别给出了在电容电流反馈系数为 K_{RC} 、电网阻抗为 L_{g-s} 时, 系统未加控制器的 Bode 图和加入所设计控制器后的 Bode 图。

由图 10 可知, 所设计控制器一方面可以保持谐振处良好的增益, 还能提升谐振处相角, 使系统谐振处相角都大于 -150° , 增强系统稳定性; 另一方面控制器自身的相位滞后, 在 $f_s / 6$ 处使系统相频曲线下移, 产生一个新的正穿越, 使整体系统满足 $P = 2N$ 的稳定要求, 配合选定的 K_{RC} , 可使系统在很宽的电网阻抗变化范围内维持稳定。

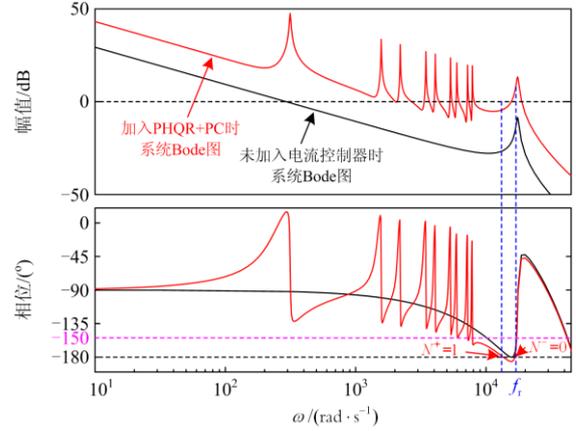


图 10 控制器结合 K_{RC} 控制下的 Bode 图

Fig. 10 Bode diagram of the controller and K_{RC} control

4 仿真和实验分析

本节利用仿真和实验对上述理论分析进行验证, 仿真和实验参数如表 2、表 3 所示。电网中一般认为短路比(Short Circuit Ratio, SCR)小于 10 时为弱电网^[30], 在本文中对应对应着 L_g 大于 2.2 mH 时电网为弱电网。为了验证在本文所提控制方案下, 系统随着电网阻抗变化的稳定情况, L_g 取了 4 个值, 分别为 $L_{g-1} \sim L_{g-4}$: $L_{g-1} = 0$, 此时 $f_{r1} > f_s / 6$; $L_{g-2} = L_{g-s} = 0.6$ mH, 此时 $f_{r2} = f_s / 6$; L_{g-3} 、 L_{g-4} 模拟弱电网阻抗, $L_{g-3} = 4.4$ mH, $L_{g-4} = 7.4$ mH, 对应的 SCR 分别为 5 和 3, $f_{r3,4} < f_s / 6$, L_g 取值和对应谐振频率如表 4 所示, $f_s / 6 = 2.5$ kHz。

表 4 L_g 取值

Table 4 The L_g values

电网阻抗	取值/mH	对应谐振频率 f_r /kHz
L_{g-1}	0	3.14
L_{g-2}	0.6	2.5
L_{g-3}	4.4	1.91
L_{g-4}	7.4	1.82

图 11 给出了当 $L_g = L_{g-1}$ 时, 分别采用传统准 PR 控制和本文所提控制方案时 A 相电网电压和电流的

仿真波形。当电网阻抗为 0 时, 传统准 PR 控制器和本文所设计控制器均能使系统保持稳定, 电网电流和电压同相位。

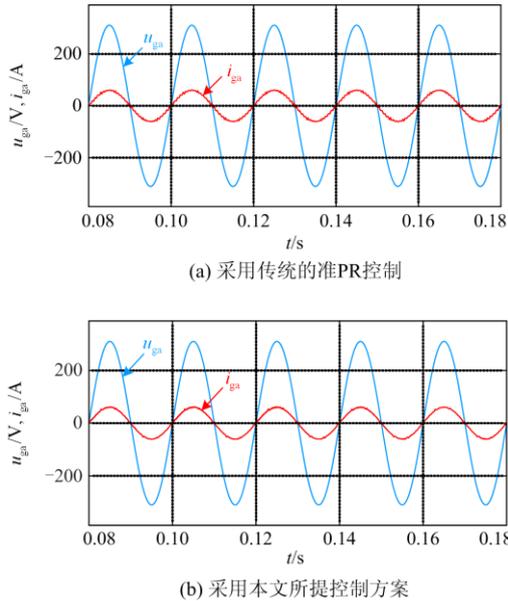


图 11 $L_g = L_{g-1}$ 时, A 相电网电压和电流仿真波形

Fig. 11 A phase grid voltage and current simulation waveform when $L_g = L_{g-1}$

图 12 给出了当 $L_g = L_{g-2}$ 时, 分别采用传统准 PR 控制和本文所提控制方案时 A 相电网电压和电流仿真波形。随着电网阻抗 L_g 的增大, 在传统准 PR 控制下系统变得不稳定, 而采用本文所提控制方案系统可以很好地稳定运行, 实际上, 针对表 2、表 3 的参数, 经过仿真验证, 传统准 PR 控制在 $L_g = 0.05$ mH 时就已经不稳定了。

为验证弱电网情况下本文所提控制方案的可行性, 图 13 模拟了不同弱电网程度时, 在本文所提控制方案下, A 相电网电压和电流仿真波形, 图 13(a) 中 $L_g = L_{g-3}$, 此时 SCR = 5; 图 13(b) 中 $L_g = L_{g-4}$, 此时 SCR = 3。可以看到随着 L_g 的增大, 模拟的弱电网特性增强, 并网点处电网电压畸变度增加, 但是系统依旧维持运行, 电网电压和电流同相位, 验证了本文所提控制方案的可行性, 所设计的 SAPF 能同时兼顾电网电流质量和系统稳定性, 在较宽的电网阻抗变化范围内维持系统稳定运行。

仿真结果表明, 采用本文所提控制方案, 不论是弱电网级别的电网阻抗变化, 还是普通的电网阻抗变化, 系统始终保持稳定运行, 对电网阻抗变化表现出很强的鲁棒性。

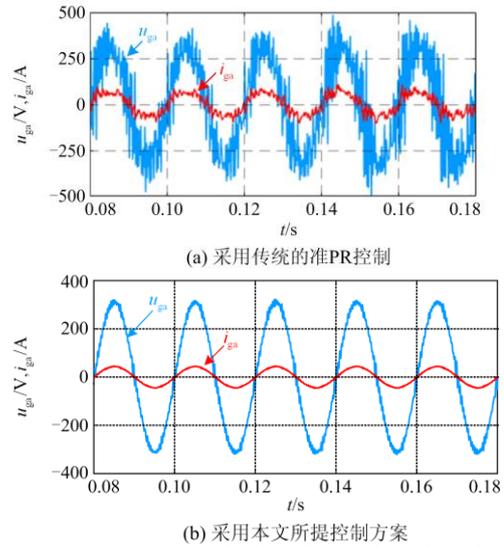


图 12 $L_g = L_{g-2}$ 时, A 相电网电压和电流仿真波形

Fig. 12 A phase grid voltage and current simulation waveform when $L_g = L_{g-2}$

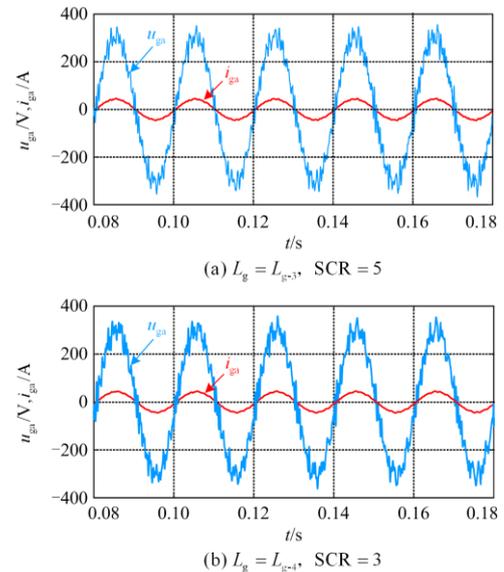
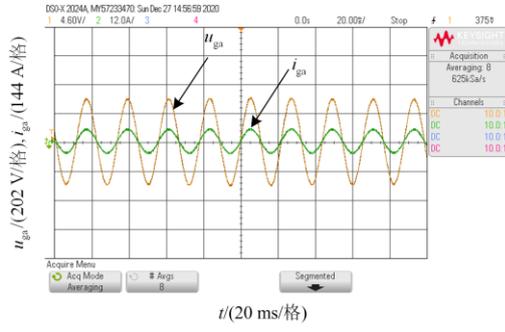


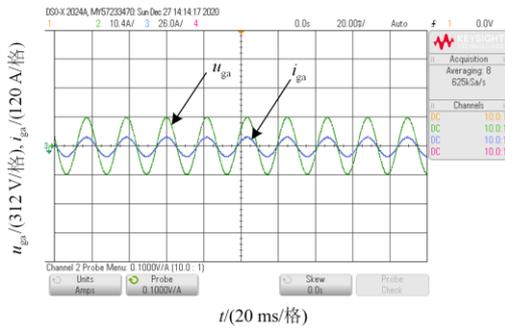
图 13 在弱电网下, 采用本文所提控制方案时 A 相电网电压和电流仿真波形

Fig. 13 Simulation waveform of A-phase power grid and current when the control scheme proposed in this paper is adopted in weak grid

图 14 给出了当 $L_g = L_{g-1}$ 时, 分别采用传统准 PR 控制和本文所设计控制器时 A 相电网电压和电流的实验波形。图 15 给出了当 $L_g = L_{g-2}$, 即 $f_r = f_s / 6$ 时, 分别采用传统准 PR 控制和所设计控制器时 A 相电网电压和电流的实验波形。图 16 给出了在不同弱电网程度下采用所设计的控制器时 A 相电网电压和电流的实验波形。

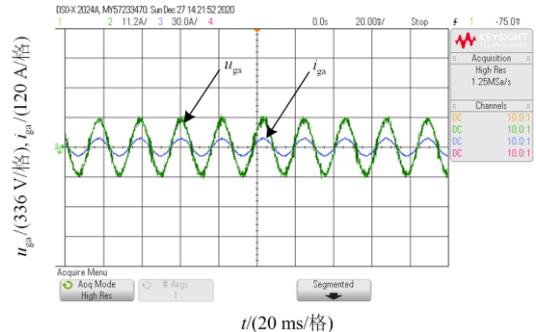


(a) 传统的准PR控制

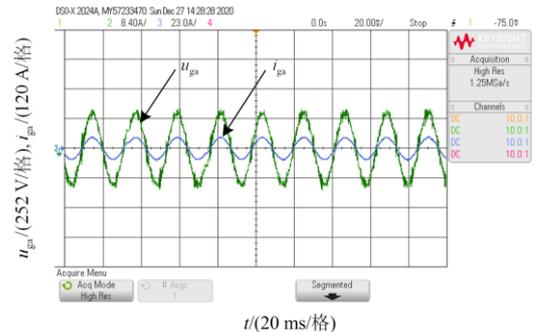


(b) 本文所提控制方案

图 14 $L_g = L_{g-1}$ 时, A 相电网电压和电流实验波形
Fig. 14 A phase grid voltage and current experimental waveform when $L_g = L_{g-1}$



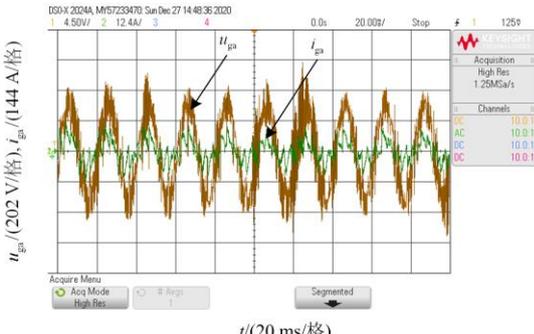
(a) $L_g = L_{g-3}$, SCR = 5



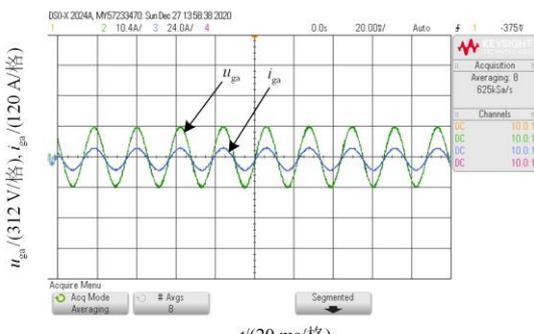
(b) $L_g = L_{g-4}$, SCR = 3

图 16 在弱电网下, 采用本文所提控制方案时
A 相电网电压和电流实验波形

Fig. 16 Under the weak grid, the experimental waveforms of A-phase grid voltage and current are obtained when the proposed control scheme is adopted



(a) 传统的准PR控制



(b) 本文所提控制方案

图 15 $L_g = L_{g-2}$ 时, A 相电网电压和电流实验波形
Fig. 15 A phase grid voltage and current experimental waveform when $L_g = L_{g-2}$

由图 14—图 16 可以看出, 实验波形和仿真波形一致, 采用传统的准 PR 控制和本文所提控制方案在电网阻抗 L_g 为零时都能使系统稳定运行。但当 $L_g = L_{g-2}$ 时, 传统准 PR 控制下系统失去稳定, 而采用本文所提控制方案时系统依旧稳定运行。随着 L_g 进一步增加, 弱电网程度增大, 电网电压谐波加大, 采用本文所提控制方案, SAPF 系统依然可以稳定运行, 对电网阻抗变化表现出很强的鲁棒性, 进一步验证了本文理论分析的正确性以及所提控制方案的可行性, 电流控制器和反馈系数的设计方法在实际中具有一定的参考借鉴价值。

5 结论

本文针对电容电流比例反馈有源阻尼的 LCL 型有源电力滤波器, 依据其离散域数学模型, 分析系统稳定条件, 给出了最优反馈系数 K_{RC} 和具有相位补偿功能准 PR 控制器的设计方法, 并进行仿真研究与实验验证。所得结论如下: (1) 当系统谐振频率 $f_r = f_s / 6$ 时, 令该处增益等于 0 dB 所解得的反馈系数即为最优反馈系数, 若电网阻抗变化, 该反

馈系数可保证系统除 $f_s/6$ 外的其他谐振频率处稳定运行。(2) 通过在准 PR 控制器中引入相位补偿环节, 可提高控制器谐振处相位裕度, 即使电网阻抗变化很大, 系统相频曲线在控制器增益处也不会穿越 -180° 线, 在保证良好的谐波补偿的同时可有效提升系统稳定运行的频率范围。

参考文献

- [1] 刘建锋, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 80-90.
LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonic stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 80-90.
- [2] 王雪, 高云广, 吝伶俐, 等. 有源电力滤波器的研究展望[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(1): 177-186.
WANG Xue, GAO Yunguang, LIN Lingyan, et al. Research status and prospect of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(1): 177-186.
- [3] 牛庆, 邵蕾, 蔡华洵, 等. 基于微网有源滤波装置谐波检测与抑制的研究[J]. 智慧电力, 2020, 48(12): 46-50, 64.
NIU Qing, SHAO Lei, CAI Huaxun, et al. Harmonic detection and suppression of active filter device based on microgrid[J]. Smart Power, 2020, 48(12): 46-50, 64.
- [4] CHEN Yun, FEI Juntao. Dynamic sliding mode control of active power filter with integral switching gain[J]. IEEE Access, 2019, 7: 21635-21638.
- [5] SON G B, KIM H J, CHO B H. Improved modulated carrier control with on-time doubler for a single-phase shunt active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1715-1720.
- [6] 何克成, 汪耀海, 沈茜瑶, 等. 三相有源滤波器直流侧电容与电压波动关系分析及设计[J]. 电测与仪表, 2020, 57(16): 89-95.
HE Kecheng, WANG Yaohai, SHEN Qianyao, et al. Analysis and design of the relationship between the DC capacitance and voltage fluctuation of the three-phase active power filter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(16): 89-95.
- [7] 王磊, 张凌博. 多逆变器并网等值建模及谐振抑制优化[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6): 19-29.
WANG Lei, ZHANG Lingbo. Equivalent modeling of multi-inverters connected to the grid and optimization of resonance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6): 19-29.
- [8] 杨旭红, 孙克帅, 何超杰. 基于单周期和 LCL 型有源阻尼 Z 源逆变器并网研究[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(2): 155-161.
YANG Xuhong, SUN Keshuai, HE Chaojie. Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(2): 155-161.
- [9] BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, 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): 1239-1253.
- [10] 阮新波. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 王学华, 潘冬华, 等译. 北京: 科学出版社, 2015: 4-20.
- [11] GUAN Yuanpeng, WANG Yu, XIE Yunxiang, et al. The dual-current control strategy of grid-connected inverter with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5940-5942.
- [12] 刘建峰, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 80-90.
LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonic stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 80-90.
- [13] 杨龙月, 郭锐, 张乐, 等. 非理想电网下逆变器并网电流质量改善策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(15): 10-18.
YANG Longyue, GUO Rui, ZHANG Le, et al. Improvement strategy for grid-connected current quality of an inverter under non-ideal grid conditions[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(15): 10-18.
- [14] 刘芳, 张喆, 马铭遥, 等. 弱电网条件下基于稳定域和谐波交互的并网逆变器 LCL 参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(14): 4231-4239.
LIU Fang, ZHANG Zhe, MA Mingyao, et al. LCL filter design method based on stability region and harmonic interaction for grid-connected inverters in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(14): 4231-4239.
- [15] BERES R N, WANG Xiongfei, LISERRE M, et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source inverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 4(1): 54-69.
- [16] WU Weimin, LIU Yuan, HE Yuanbin, et al. Damping methods for resonances caused by LCL filter-based current

- controlled grid-tied power inverters: an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 64(9): 7402-7407.
- [17] 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): 6320-6327.
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): 6320-6327.
- [18] 黄亮, 杨雪梅, 张锐明, 等. 基于LLCL滤波器混合阻尼策略设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 150-156.
HUANG Liang, YANG Xuemei, ZHANG Ruiming, et al. Design method of hybrid damping strategy based on an LLCL filter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(9): 150-156.
- [19] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, 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): 3414-3425.
- [20] YANG Ling, CHEN Yandong, LUO An, et al. Stability enhancement for parallel grid-connected inverters by improved notch filter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 65667-65678.
- [21] JUDEWICZ M G, GONZALEZ S A, FISCHER J R, et al. Inverter side current control of grid connected voltage source inverters with LCL filter based on generalized predictive control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018: 6(4): 1732-1742.
- [22] PÉREZ J R, BUENO E J, PEÑA-ALZOLA R. All pass filter based active damping for VSCs with LCL filters connected to weak grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9890-9901.
- [23] QIAN Qiang, XU Jinming, XIE Shaojun, et al. Analysis and improvement of harmonic quasi resonant control for LCL-filtered grid-connected inverters in weak grid[C] // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 20-24, 2016, Long Beach, CA, USA: 1-6.
- [24] YANG Lei, YANG Jiaqiang. A robust dual-loop current control method with a delay-compensation control link for LCL-type shunt active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6183-6193.
- [25] 朱坤龙, 孙鹏菊, 王林, 等. 弱电网下LCL型并网逆变器的高鲁棒性加权平均电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3953-3600.
ZHU Kunlong, SUN Pengju, WANG Lin, et al. High robustness weighted average current control for LCL-type grid-connected inverter in a weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3953-3600.
- [26] ZHOU Xiaoping, ZHOU Leming, CHEN Yandong. Robust grid-current-feedback resonance suppression method for LCL-type grid-connected inverter connected to weak grid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 2126-2137.
- [27] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [28] LIU Bangyin, WEI Qikang, ZOU Changyue, et al. Stability analysis of LCL-type grid-connected inverter under single loop inverter-side current control with capacitor voltage feedforward[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(2): 691-701.
- [29] BIERHOFF M, SOLIMIN R, Jos é R, et al. Analysis and design of grid-tied inverter with LCL filter[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1(1): 161-168.
- [30] 中国电力科学研究院. 分布式电源接入电网技术规定: Q/GDW 480—2010[S]. 北京: 国家电网公司, 2010.

收稿日期: 2021-08-03; 修回日期: 2021-12-10

作者简介:

周娟(1976—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量控制技术, 电池管理系统等;

E-mail: zhjcumt@126.com

徐高祥(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为多电平变换器。E-mail: xu_gaoxiang@163.com

(编辑 魏小丽)