

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2026.04.014

## LCL型逆变器并网联合控制延时补偿策略

刘云飞<sup>1</sup>, 张继红<sup>1</sup>, 谢波<sup>2</sup>, 于鸿雁<sup>3</sup>, 吴振奎<sup>1</sup>, 李忠虎<sup>1</sup>

(1. 内蒙古科技大学信息工程学院, 内蒙古 包头 014010; 2. 中海油新能源二连浩特风电有限公司, 内蒙古 锡林郭勒盟二连浩特 012600, 3. 中核汇能有限公司, 北京 010020)

**摘要:** 三相LCL储能元件是目前最常用的滤波设备。针对规模化分布式发电系统有源阻尼控制策略引起的逆变器输出电流波形时滞、失真、甚至影响电能质量等问题,文章建立了LCL型三相逆变器等值电路模型、分析了控制过程中时滞产生的主要因素和对系统特性的影响,设计了基于复合控制策略的延时补偿方案;引入延时补偿环节,利用超前环节计算延时,确定最优相位补偿点,同时引入低通滤波环节抑制补偿支路的谐波分量,从而拓展主动阻尼的有效作用区域,确保等效电阻始终为正的设计约束。应用预估时间控制方法补偿零阶保持器引起的延时,达到了控制预期目的。最后,采用仿真和实验手段验证所提控制策略的有效性。

**关键词:** 交流滤波; 延时补偿; 超前环节; 主动阻尼; 零阶保持器

### Coordinated Control and Delay Compensation Strategy for Grid Connected LCL Inverter

LIU Yunfei<sup>1</sup>, ZHANG Jihong<sup>1</sup>, XIE Bo<sup>2</sup>, YU Hongyan<sup>3</sup>, WU Zhenkui<sup>1</sup>, LI Zhonghu<sup>1</sup>

(1. College of Information Engineering, Inner Mongolia University of Science and Technology, Inner Mongolia Baotou 014010, China;  
2. CNOOC New Energy Erenhot Wind Power Co., Ltd., Inner Mongolia Xilingol League Erlianhot City 012600, China;  
3. CNNC Huineng Co., Ltd., Beijing 010020, China)

**Abstract:** Three-phase LCL energy storage element is currently the most commonly used filtering equipment. In with of such issues as time lag and distortion of inverter output current waveform and even the influence of power quality due to the active damping control strategy of large-scale distributed power generation system, the equivalent circuit model of LCL-type three-phase inverter is set up in this paper, the main factors of time lag generated in the control process and the influence on the system characteristics are analyzed. The delay compensation scheme based on a composite control strategy is designed. A lead network is employed to calculate the time delay and determine the optimal phase compensation point. Meanwhile, a low-pass filter is incorporated to suppress the harmonic components of the compensation branch, thereby expanding the effective operating range of active damping and ensuring compliance with the design constraint that the equivalent resistance remains positive at all times. The prediction time control method is used to compensate for the delay caused by the zero-order retainer and achieve the desired purpose of control. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by the simulations and experiments.

**Key words:** AC filtering; delay compensation; lead network; active damping; zero-order holder

## 0 引言

能源是保障国家经济快速发展的重要物质基

础<sup>[1-3]</sup>。常规能源的开采利用正面临着前所未有的挑战,世界各国都在致力于摒弃对常规能源的依赖,规划能源深度转型发展思路,并提出一系列实

收稿日期:2025-07-05; 修回日期:2025-10-09

基金项目:内蒙古自治区科技重大专项(2020ZD0017);内蒙古自治区自然科学基金项目(2021MS05039);内蒙古自然科学基金项目(2025LHMS05005)。

Project Supported by Inner Mongolia Autonomous Region Science and Technology Major Special Project(2020ZD0017), Natural Science Foundation of Inner Mongolia Autonomous Region(2021MS05039), Inner Mongolia Autonomous Region Natural Science Fund(2025LHMS05005).

现常规能源的替代途径<sup>[4-5]</sup>。其中将一次能源和可再生能源相结合的开发方式被认为应用前景最好,同时该方式具有环境污染小、经济性好、发电效率高显著优势,是解决能源危机的重要途径之一<sup>[6-7]</sup>。特别是分布式能源领域的发电技术目前涉及最多,并逐渐成为当下研究的热点和焦点内容<sup>[8-9]</sup>。

分布式能源开发的滤波环节是保障电能质量的关键,其中LCL方式滤波具有成本偏低、体积较小、控制灵活等特点<sup>[10-12]</sup>,然而该方法针对谐振问题的解决仍处于不断探索中。文[13]提出一种改进电容电流反馈的超前延时补偿方法,该方法基于无源理论的稳定性设计要求,通过对控制内环的稳定性分析,给出了内环控制参数及改进方法下电容电流反馈系数的可行域。文[14]分析了延时对有源阻尼有效区域的影响,并提出引入超前补偿环节,以良好的稳定性和鲁棒性为前提条件对参数进行约束。文[15]采用改进原有的电容电流反馈方法,并引入该策略以补偿因延时引起的相位滞后问题。文[16]将共因失效和单位PCC电压前馈相结合,扩大了正阻尼区域,弥补了延时造成的相位差。文[17]提出LCL型并联有源电力滤波器(APF)的双环电流控制方法(电网电流环和基波电流环),获得了更宽的正阻尼范围,但优化算法增加了计算难度。以上控制策略主要针对计算延时进行补偿,缺乏考虑

零阶保持器的延时问题。此外,超前补偿环节会放大高次谐波,削弱系统的稳定性<sup>[18]</sup>。文[19]通过控制零极点数量起到了相位补偿的作用。但忽略了计算延时产生的误差。文中建立了三相逆变器数学模型,分析了传统控制策略下延时导致的系统失稳问题,提出了联合控制延时补偿策略以解决计算延时和零阶保持器延时问题。

## 1 延时对系统稳定性影响的分析

### 1.1 LCL型三相逆变器系统模型

文中建立的系统模型见图1。三相逆变器经LCL滤波器并联于电网, $L_1$ 为滤波器的机侧电感、 $C$ 为滤波电容、 $L_2$ 为网侧滤波电感; $L_g$ 为电网阻抗; $u_{dc}$ 为逆变器直流侧电压; $i_1$ 为逆变器侧电流、 $i_2$ 为网侧电流,两者默认为三相电流; $i_{abc/c}$ 为滤波电容电流; $i_{abc/g}$ 为并网电流; $u_{abc/g}$ 为电网电压; $u_{abc/PCC}$ 为耦合点电压; $i_{dref}$ 、 $i_{qref}$ ,  $i_{\alpha ref}$ 、 $i_{\beta ref}$ 分别为 $dq$ 坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系下的指令电流,指令电流中的相位 $\theta$ 由PLL环节提取得到; $i_{\alpha/c}$ 、 $i_{\beta/c}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的电容电流; $i_{\alpha/g}$ 、 $i_{\beta/g}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的并网电流; $\alpha\beta$ 坐标系下的控制过程避免了电压电流的解耦需要。 $H_1$ 为电容电流反馈系数;PR控制器可实现指令电流无静差跟踪。

PR控制器表达式为

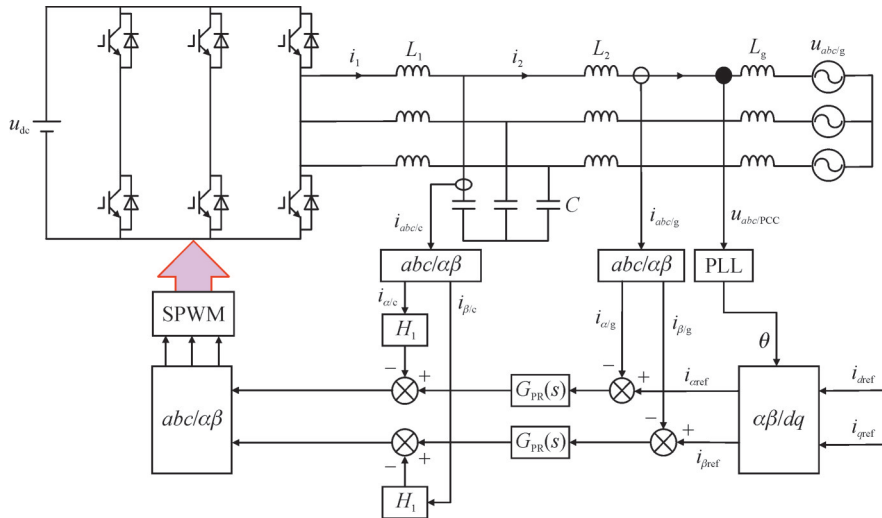


图1 系统拓扑模型

Fig. 1 System topology model

$$G_{PR} = k_p + \frac{2k_r \omega_i s}{s^2 + 2\omega_i + \omega_0^2} \quad (1)$$

式(1)中: $k_p$ 为比例系数; $k_r$ 为谐振系数; $\omega_0=100\pi$ 为基波角频率; $\omega_i=\pi$ 是带宽频率,决定控制器带宽。以上系数在现有文献中已详细讨论,此处不再

赘述。

### 1.2 系统稳定性分析

基于电容电流反馈和电网电流反馈下的系统控制框图见图2,传统控制方式下的 $G_v=G_c=G_p=1$ 。 $K_{PWM}$ 为逆变增益,等于逆变器输出电压与三角载波

幅值的比值;  $H_2$  为并网电流反馈系数。  $G_d$  为延时环节, 包括计算延时和零阶保持器延时, 传递函数为

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

式(2)中,  $T_s$  为采样周期。

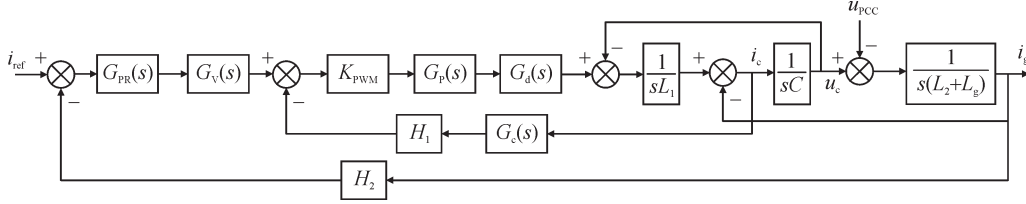


图2 并网逆变器控制框图

Fig. 2 Block diagram of grid-connected inverter control

据图2可得系统的环路增益为:

$$T_{DI}(s) = \frac{H_2 k_{PWM} G_d(s) G_{PR}(s)}{D} \quad (3)$$

$$D(s) = s^3 L_1 C (L_2 + L_g) + s^2 (L_2 + L_g) C H_1 k_{PWM} G_d(s) + s(L_1 + L_2 + L_g) \quad (4)$$

对  $G_d$  进行欧拉变换代入式(4)可得

$$D(s) = s[(L_1 + L_2 + L_g) + C H_1 k_{PWM} (L_2 + L_g) \omega \cdot \sin(1.5\omega T_s)] + s^2 (L_2 + L_g) C H_1 k_{PWM} \cdot \cos(1.5\omega T_s) + s^3 L_1 C (L_2 + L_g) \quad (5)$$

令  $s = j\omega$ , 并提取出式(5)的虚部

$$B(\omega) = (L_1 + L_2 + L_g) \omega + C H_1 k_{PWM} \omega^2 \sin(1.5\omega T_s) - L_1 C (L_2 + L_g) \omega^3 \quad (6)$$

令式(6)为0时, 则可推导出谐振角频率表达式为

$$\omega_{rf} = \sqrt{\frac{(L_1 + L_2 + L_g) + C H_1 k_{PWM} \omega \sin(1.5\omega T_s)}{L_1 C (L_2 + L_g)}} \quad (7)$$

谐振频率  $f_r = \omega_r / 2\pi$ , 由式(7)可知谐振频率受延时环节影响, 并随  $\sin(1.5\omega T_s)$  变化, 在  $H_1$  为正的情况下, 当  $\sin(1.5\omega T_s)$  大于0时, 谐振频率增大, 当  $\sin(1.5\omega T_s)$  小于0时, 谐振频率减小。

此外, 由式(7)可得滤波器初始谐振角频率

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

根据式(8)可知, 谐振频率受电网阻抗的影响, 在考虑到延时环节的同时, 得出有关  $L_g$  变化下的极点分布图见图3。随着  $L_g$  数值的攀升, 闭环极点逐渐向单位圆外部移动, 并网电流将会出现波动, 系统变为非最小相位系统。环路增益伯德图见图4, 箭头指向即为  $L_g$  增大的趋势, 幅频曲线随  $L_g$  增大向左偏移, 谐振峰频率随之减小、截止频率下降, 进而使得闭环带宽降低; 相频曲线两次穿越  $-180^\circ$ ; 幅相裕度皆不能满足系统的稳定性需求, 动态性能也会变差。

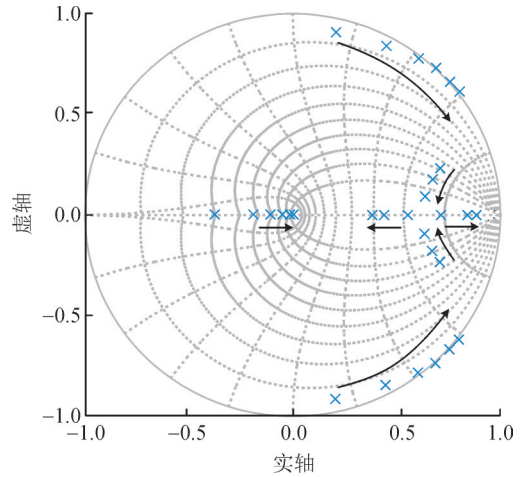


图3 未添加延时补偿闭环系统极点分布图

Fig. 3 Closed-loop system pole distribution diagram

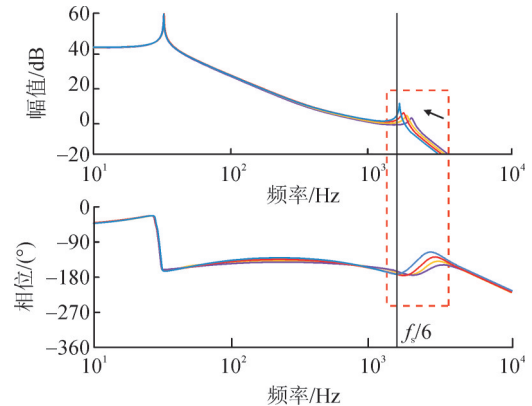


图4 延时作用下系统开环增益Bode图

Fig. 4 Open-loop gain Bode diagram of the system under the effect of delay time

### 1.3 延时对有源阻尼特性的影响

传统电容电流反馈相当于在滤波电容处并联一个阻抗, 通过控制反馈系数增加幅值裕度, 决定极点的分布情况, 进而起到抑制谐振的作用<sup>[20]</sup>。当电网阻抗增大时, 有源阻尼特性会减弱甚至失效, 虽然调节参数会使稳定裕度有所提高, 但随着电网阻抗的不断增大, 谐振频率依然会穿越分界频率, 导致系统不稳定。

等效阻抗表达式为

$$Z_{eq} = \frac{L_1}{C H_1 k_{PWM}} G_d \quad (9)$$

等效阻抗由等效电阻  $R_{eq}$  和等效电抗  $X_{eq}$  并联而成, 其中等效电阻在谐振抑制中起到正阻尼作用, 等效电阻的正负情况决定系统的稳定性, 故此处不对电抗进行讨论。等效电阻  $R_{eq}$  表达式为

$$R_{eq} = \frac{L_1}{CH_1 k_{PWM} \cos(1.5\omega T_s)} \quad (10)$$

由式(10)可得  $R_{eq}$  随频率变化的曲线见图5, 通过图5可以看出, 等效电阻  $R_{eq}$  分为正负两部分, 在  $1/6$  采样频率前  $R_{eq}$  为正, 属于主动阻尼有效区域, 谐振频率在该区域内时系统保持稳定状态; 当谐振频率等于  $1/6$  采样频率时为临界稳定状态, 一旦超过  $1/6$  采样频率, 系统将会出现右半平面极点, 导致稳定性恶化、鲁棒性减弱。

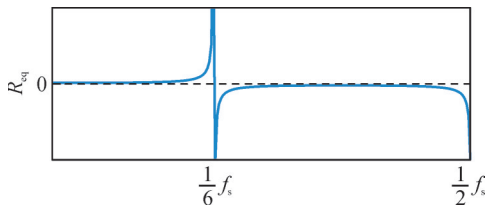


图5 等效电阻随频率变化曲线

Fig. 5 Equivalent resistance curve with frequency

## 2 计算延时补偿策略

由上节分析可知, 延时作用下电网阻抗的变化会促使谐振峰频率偏移, 谐振频率越过主动阻尼区域, 幅频裕度不能满足稳定性要求, 系统鲁棒性变差。若要解决以上问题必须实现等效电阻的正阻尼特性, 故而对主动阻尼区域进行扩展。由式(10)和图5可知, 等效电阻与频率的关系究其根本是等效阻抗相角与频率的关系, 可以通过相角补偿间接增大分界频率, 为此提出相角补偿策略并将补偿环节串联于电容电流反馈回路。

### 2.1 相角补偿环节

补偿环节传递函数  $G_c(s)$  为

$$G_c(s) = K \frac{as + 1}{bs + 1} \quad (11)$$

式(11)中,  $K$ 、 $a$ 、 $b$  为补偿环节参数,  $K$  为补偿增益取1。通常情况下补偿环节的补偿角度为  $45^\circ$ , 但补偿环节在取得较大补偿角度的同时, 还要注意补偿环节的幅值不宜过大, 否则会导致系统稳定性不足; 此外, 应使最大补偿角度位于等效电阻的正负分界频率  $f/6$  处,  $f_s$  表示采样频率, 进而获得最优补偿, 因此需对参数做进一步调节。若补偿角度为  $45^\circ$ , 可根据式(12)、(13)计算参数  $a$ 、 $b$ :

$$\varphi = \arcsin \frac{a-b}{a+b} \quad (12)$$

$$T_m = \frac{T_s}{6} = \frac{1}{\sqrt{ab}} \quad (13)$$

为达到上述预期效果, 在计算出参数的基础上对  $a$ 、 $b$  进行调节。  $a$ 、 $b$  变化下的补偿环节伯德图见图6、7。当  $a=0.04$  时, 补偿环节幅频特性随  $b$  的变化情况见图6, 由图6可知, 随着  $b$  值的增加补偿角度逐渐下降, 甚至会出现衰减原有相位裕度的现象, 同时最大补偿点向左偏移; 减小  $b$  值虽然会增大补偿相位, 但过小的  $b$  值会使幅值过高, 对稳定性造成不利影响。在图7中选取  $b=0.003$ , 观察  $a$  值变化对  $G_c$  幅频特性的影响, 由图7可知, 补偿角度和幅值随  $a$  的增大同时增加, 因此要在稳定性和补偿相位间对  $a$  值折中, 此外还要保证最大补偿相角位于  $f/6$  处。综上所述, 选取  $a=0.04$ ,  $b=0.003$  较为合理。

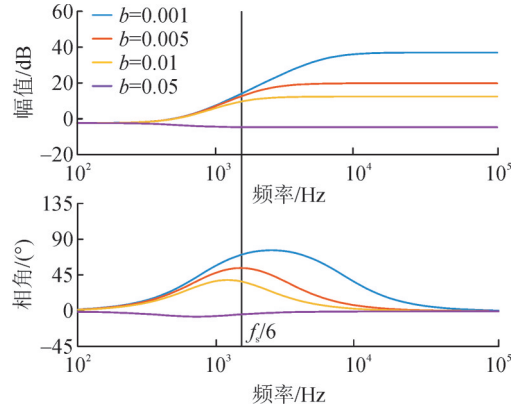


图6  $G_c$  随  $b$  变化的伯德图

Fig. 6 Bode plot of  $G_c$  with  $b$

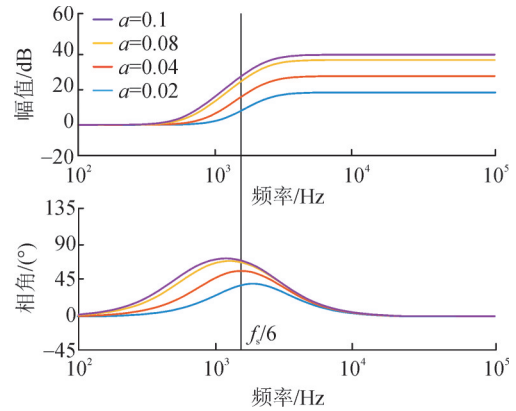


图7  $G_c$  随  $a$  变化的伯德图

Fig. 7 Bode plot of  $G_c$  with  $a$

### 2.2 相角补偿效果分析

引入补偿环节的等效虚拟阻抗  $Z_{eq1}$  表达式为

$$Z_{eq1} = \frac{L_1}{CH_1 G_c k_{PWM}} G_d \quad (14)$$

将  $G_c$  表达式代入式(14), 并将  $s$  用  $j\omega$  进行替换提取出实部, 即为补偿后的等效电阻  $R_{eq}$  表达式:

$$R_{eq} = \frac{L_1}{CH_1 k_{PWM}} \frac{A}{1 + a^2 \omega^2} \quad (15)$$

$$A(\omega) = [(1 + ab\omega^2) \cos(1.5\omega T_s) + (a - b) \sin(1.5\omega T_s)] \quad (16)$$

$$A(n) = [1 + ab(2nf_s)^2] \cos(3n\pi) + (a - b) 2\pi n f_s \sin(3n\pi) \quad (17)$$

由式(15)可知,  $L_1/CH_k k_{PWM}$  为系统参量值始终为正,  $1+a^2\omega^2>0$  恒成立, 因此  $R_{eq}$  的正负由分子式  $A$  决定。将  $\omega=2\pi f$  代入式(16), 令  $f=nf_s$ , 可得以  $n$  为自变量,  $A$  为变量的函数关系如式(17)所示, 进而得到  $A$  关于  $n$  的函数图像见图8,  $n=1/3$  为函数  $A(n)$  正负分界线, 当  $n<1/3$  时,  $A(n)$  始终大于0; 当  $n>1/3$  时,  $A(n)<0$ 。由分析可知, 若分界频率  $f_R=f/3$ , 则可保证在  $1/3$  采样频率之前  $R_{eq}$  为正, 即将有效阻尼区域扩展到  $f_s/3$  处, 继而说明了相角补偿的有效性。

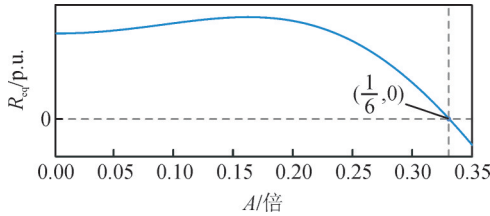


图8 A关于n的函数曲线

Fig. 8 A function curve about n

### 2.3 系统稳定裕度分析

$G_c$  作为补偿环节, 对于相角的滞后可以起到良好的补偿作用, 但将超前环节引入反馈回路难免会对系统中的高次谐波产生放大作用<sup>[21]</sup>。为弥补超前环节的缺陷, 抑制高次谐波, 在向前通路中串联低通滤波器  $G_v$ , 滤波器  $Z$  域表达式为

$$G_v(z) = \frac{z+1}{z-m} \quad (18)$$

式(18)中,  $m$  为滤波器参数, 决定滤波性能。为达到理想的滤波效果, 对滤波参数进行讨论。 $m$  不同时  $G_v$  的幅频特性曲线见图9。可以看出,  $m$  3个取值对低频段幅值基本不产生影响, 只对高频次谐波衰减。此外对于截止频率也提出要求, 过低的截止频率会导致高频噪声滤除效果不佳, 会对动态性能产生不良影响; 截止频率过高会降低滤波器稳定性。 $m=0.9$  时截止频率为1 kHz, 相较于其他两条曲线衰减速度更快, 具有较好带宽, 因此可选作滤波器参数值。

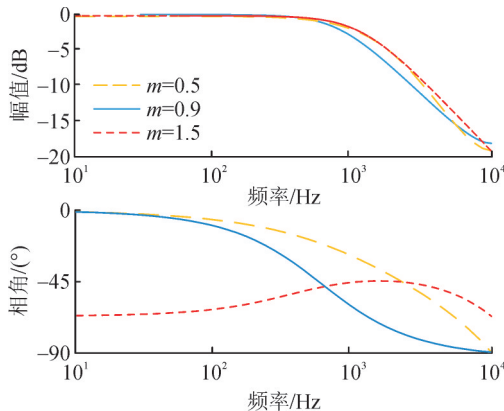


图9  $m=0.5, 0.9, 1.5$  时的滤波器 Bode 图

Fig. 9 Bode plot of filter for  $m=0.5, 0.9, 1.5$

为验证滤波器的工作性能, 并探究引入滤波器后系统的稳定性, 对添加  $G_v$  前后开环增益伯德图进行分析, 系统幅频特性见图10。未添加  $G_v$  时系统的幅值裕

度  $GM_1=-3.1$  dB, 相角裕度  $PM_1=24^\circ$ , 不满足幅值裕度大于3 dB, 相角裕度大于  $30^\circ$  的稳定裕度要求; 添加  $G_v$  后幅值裕度  $GM_2=6.2$  dB  $> 3$  dB, 相角裕度  $PM_2=44^\circ > 30^\circ$ , 两方面都得到了提升, 满足系统稳定性要求<sup>[22-24]</sup>。

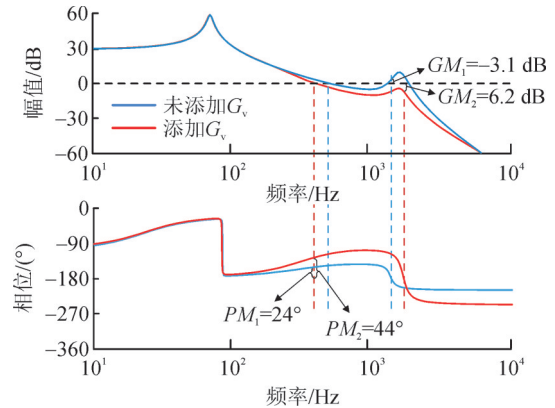


图10 添加  $G_v$  前后系统开环增益伯德图

Fig. 10 System open-loop gain Bode diagram before and after adding  $G_v$ .

## 3 预估时间控制法补偿零阶保持器延时方法

### 3.1 预估时间控制法补偿原理

零阶保持器作为在采样点间插值的外推型器件, 可以将上一时刻的采样值保持到下一时刻, 进而实现离散信号到连续信号的转化, 该保持特性在完成信号转化的同时会使调制信号在装载后的一个采样周期内保持不变, 进而引起  $0.5T_s$  延时<sup>[25]</sup>。为解决该问题, 本节提出预估时间控制法对零阶保持器引起的延时进行补偿。零阶保持器传递函数为

$$G_h = T_s e^{-0.5sT_s} \quad (19)$$

单台并网逆变器等效电路见图11, 图11中  $u_i$  表示逆变器输出电压。由图11可得到系统状态方程如下, 其中  $y[k]=i_g[k], x[k]$  为  $t=kT_s$  时的采样。

$$\begin{cases} x[k+1] = Mx[k] + Nu_1[k] + Fu_g[k] \\ y[k] = Dx[k] \end{cases} \quad (20)$$

$$x[k] = [i_1(k) \quad i_2(k) \quad u_c(k)] \quad (21)$$

$$\begin{cases} M = e^{M_c T_s} \\ N = \int_0^{T_s} e^{M_c \tau} d\tau N_c \\ F = \int_0^{T_s} e^{M_c \tau} d\tau F_c \\ D = D_c \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} M_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/(L_1 + L_g) \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \\ N_c = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ F_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/(L_1 + L_g) \\ 0 \end{bmatrix} \\ D_c = [0 \quad 0 \quad 1] \end{cases} \quad (23)$$

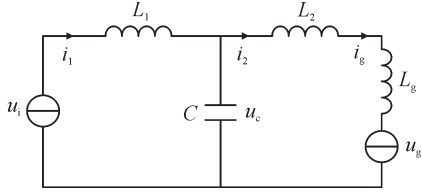


图 11 单台并网逆变器等效电路

Fig. 11 Equivalent circuit of single grid-connected inverter

由  $kT_s$  时刻的采样到脉冲输入  $u_i[k]$  中间的延时为  $t=0.5T_s$ 。系统调制方式为非对称规则采样正弦脉宽调制(SPWM), 正弦波存在稳态误差, 通过正弦波补偿器消除误差, 控制过程见图 12, 补偿器传递函数为

$$G_p = \frac{pz + q}{z^2 - 2 \cos(\omega_s T_s)z + 1} \quad (24)$$

$p$ 、 $q$  为补偿器参数, 据最优控制原则分别取  $-0.024$  和  $0.029$ 。

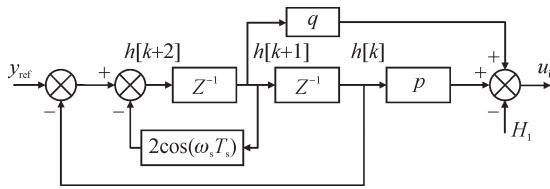


图 12 消除稳态误差控制图

Fig. 12 Control chart for eliminating steady-state errors

据图 12 可得逆变器输出电压状态反馈方程为

$$\begin{cases} u_i[k] = -H_1 x[k] + ph[k] + qh[k+1] \\ h[k+2] = -h[k] + 2 \cos(\omega_s T_s)h[k+1] + (y_{ref}[k] - y[k]) \end{cases} \quad (25)$$

式(25)中,  $h[k]$ 、 $h[k+1]$ 、 $h[k+2]$  为中间变量。

为补偿零阶保持器产生的  $0.5$  周期延时, 将计算控制输出  $u_i$  的时刻由  $t=kT_s$  转为  $t=(k+0.5)T_s$ , 相对于原时间点滞后了  $0.5T_s$ 。此时, 与现时间点  $t=(k+0.5)T_s$  对应的状态变量为  $\hat{x}[k, 0.5]$ , 该变量由  $t=kT_s$  时刻的状态变量  $x[k]$  估算得出, 进而可利用状态变量  $\hat{x}[k, 0.5]$  计算出  $t=(k+0.5)T_s$  时刻的输出  $\hat{u}_i[k, 0.5]$ , 计算式为:

$$\begin{cases} \hat{x}[k, 0.5] = M_1 x[k] + N_1 \hat{u}_d[k-1] + F_1 u_g[k] \\ \hat{u}_i[k, 0.5] = -H_1 \hat{x}[k, 0.5] + ph[k, 0.5] + qh[k+1, 0.5] \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} M_1 = e^{M_c 0.5T_s} \\ N_1 = \int_0^{0.5T_s} e^{M_c \tau} d\tau N_c \\ F_1 = \int_0^{0.5T_s} e^{M_c \tau} d\tau F_c \end{cases} \quad (27)$$

补偿原理见图 13,  $x[k]$ 、 $x[k+1]$ ……如蓝色虚线所示为采样状态值,  $\hat{x}[k-1, 0.5]$ 、 $\hat{x}[k, 0.5]$ 、 $\hat{x}[k+1, 0.5]$ ……如红色虚线所示为采样状态值的估计值, 相对于采样状态值滞后  $0.5$  个周期。因此, 在  $t=(k+m)T_s$  时的输入为  $\hat{u}_i[k, 0.5]$ , 由式(26)可知,  $\hat{u}_i[k, 0.5]$  是经  $\hat{x}[k, 0.5]$  计算得出, 故  $t=(k+0.5)T_s$  到  $t=(k+1+0.5)T_s$  间的脉冲输出与  $\hat{x}[k, 0.5]$  同步。图 13 中  $\hat{u}_i[k, 0.5]T_d$  蓝

色部分为脉冲输出长度,  $T_d$  表示估算采样点间的时间间隔。  $v_1 - v_2$  表示  $t_1$  到  $t_2$  间的双输出脉冲, 且脉冲整体位于延迟时间内。

$$\begin{cases} t_1 = \{k + 0.25(1 - |\hat{u}[k-1, 0.5]|\})T_s \\ t_2 = \{k + 0.25(1 + |\hat{u}[k-1, 0.5]|\})T_s \end{cases} \quad (28)$$

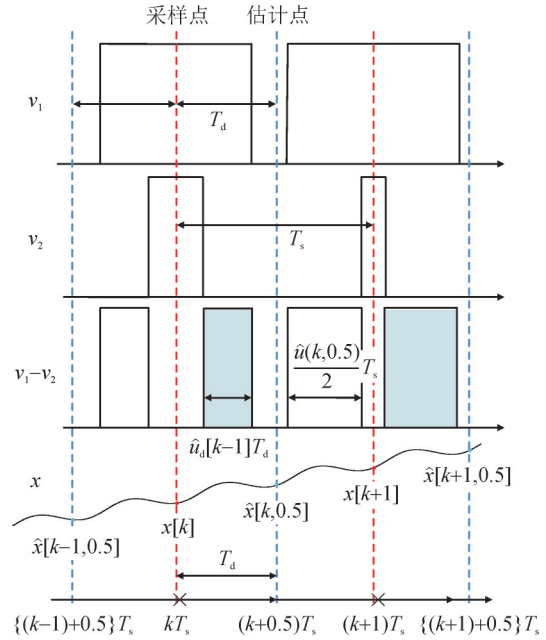


图 13 预估时间控制法延时补偿图

Fig. 13 Delay compensation diagram of predicted time control method

### 3.2 系统性能分析

为分析以上综合控制方法对电网阻抗波动的适应能力, 环路增益随电网阻抗  $L_g$  变化的频率特性曲线见图 14,  $L_g$  分别取  $0$ 、 $0.4$ 、 $0.8$ 、 $1.2$  mH, 箭头方向为  $L_g$  增大方向, 与未加延时补偿策略的图 4 相比, 加入控制策略后相频曲线只穿越  $-180^\circ$  一次, 且幅频裕度和相频裕度都得到了明显的提升, 满足  $GM > 3$  dB、 $PM > 30^\circ$  的稳定性要求, 进而说明补偿控制方法对系统具有良好的适应性。

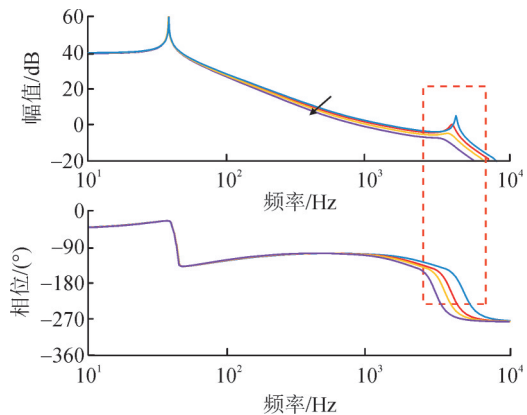


图 14 添加延时补偿闭环系统极点分布图

Fig. 14 Add delay compensation closed-loop system pole distribution diagram

此外,对添加控制策略后系统的稳定性作如下分析。通过 $z$ 变换可得到延时补偿后的闭环传递函数见式(29)。据式(29)及表1参数可得闭环极点随电网阻抗变化的分布情况,仿真中所需系统参数见表1。图15中的箭头方向为 $L_g$ 增大方向,

$$T_{D1}(z) = \frac{H_2 k_{PVM} G_{PR}(z) K}{\omega_r (L_1 + L_2 + L_g)} \frac{(pz + q)(z + 1)[z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] - (z - 1)^2 \sin(\omega_r T_s)}{(z - 1)(z - m)\{z[z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] + \frac{H_1 k_{PVM} G_c(z)(z - 1) \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} [z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1]\}} \quad (29)$$

表1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	参数值
直流电压 $u_{dc}/V$	400
电网电压 $u_g/V$	220
逆变器侧电感 $L_1/mH$	3.2
滤波电容 $C/\mu F$	6
网侧电感 $L_2/mH$	2.4
采样频率 $f_s/kHz$	10
开关频率 $f_c/kHz$	12
电容电流反馈系数 $H_1$	0.04
电网电流反馈系数 $H_2$	0.2
谐振系数 $k_r$	100
比例系数 $k_p$	0.5

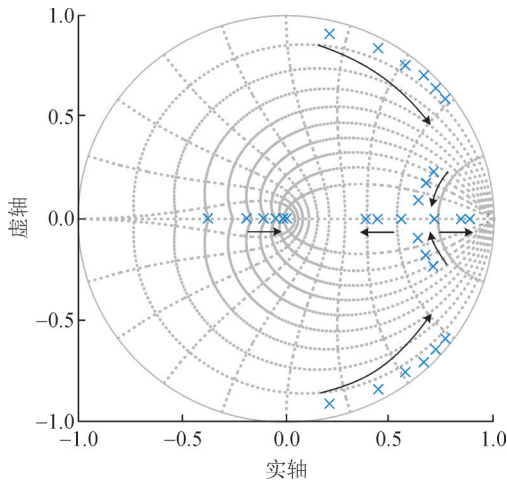


图15 添加延时补偿系统开环增益 Bode 图

Fig. 15 Add delay compensation system open loop gain Bode diagram

#### 4 仿真验证

在前文理论分析的基础上,下面利用表1数据结合仿真软件PSCAD/EMTDC建立的模拟平台对延时补偿策略的可行性进行仿真验证。在仿真平台上搭建了单相并网逆变器模型,仿真内容主要包括:传统电容电流控制策略与文中所提联合控制方法的并网情况对比;联合延时补偿控制方法下指令电流变化时系统的动态响应能力检测。

由图15可知,随着 $L_g$ 增大,极点逐渐向单位圆边界靠近,但始终保持在单位圆内,说明系统在电网阻抗变化的过程中始终处于稳定状态。因此,所提方法对系统的稳定性和鲁棒性都起到了显著的改善作用。

#### 4.1 联合延时补偿控制方法与传统策略对比

传统控制策略下并网电流和耦合点电压随电网阻抗变化的波形图见图16,此处电网阻抗 $L_g$ 取值分别为0、0.6、1.2 mH。 $L_g=0$  mH时的电压电流波形见图16(a),在该情况下电压电流波形并无明显波动现象,即无电网阻抗影响时系统保持稳定状态。随着 $L_g$ 的不断增大电压电流变化情况见图16(b)、(c),由图16可知, $L_g=0.6$  mH时,电压电流出现明显的波动,且随着 $L_g$ 增大到1.2 mH波动愈发剧烈,此时系统已经失稳,与1.2节中的分析结果一致。

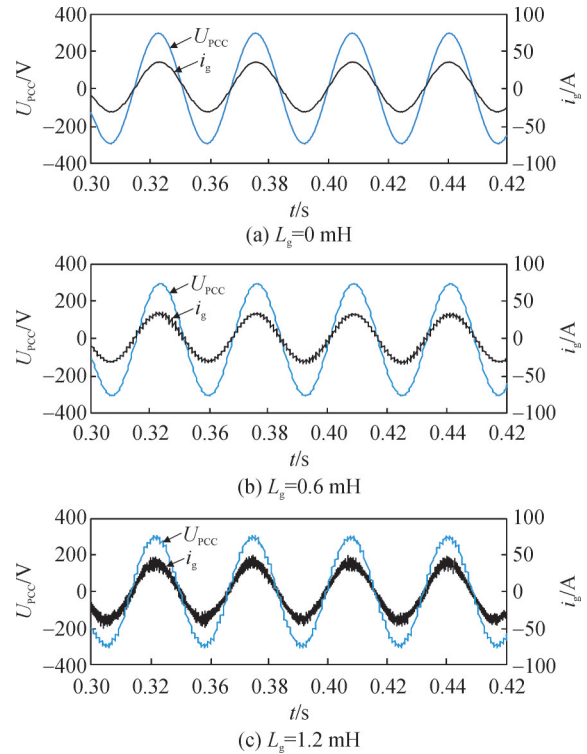


图16 传统电容电流控制策略下  $U_{PCC}$  和  $i_g$  波形图

Fig. 16  $U_{PCC}$  and  $i_g$  waveforms under conventional capacitor current control strategy

引入联合延时补偿的电压电流波形见图17,仿真参数 $L_g$ 取值与传统控制策略取值相同。由图17可知,添加联合延时补偿控制策略后电压电流波形在 $L_g$ 变化过程中始终维持稳定,并未出现明显波动情况。此外,为对补偿效果做进一步详细说明,进行并网电流快速傅里叶变换分析(FFT),分析结果见

图 18,  $L_g$  增大的过程并网电流的总谐波失真( $THD$ )也随之提升, 依次为 1.57%、1.86%、2.34%, 但皆小于 5%, 满足电能质量对稳态精度的要求。

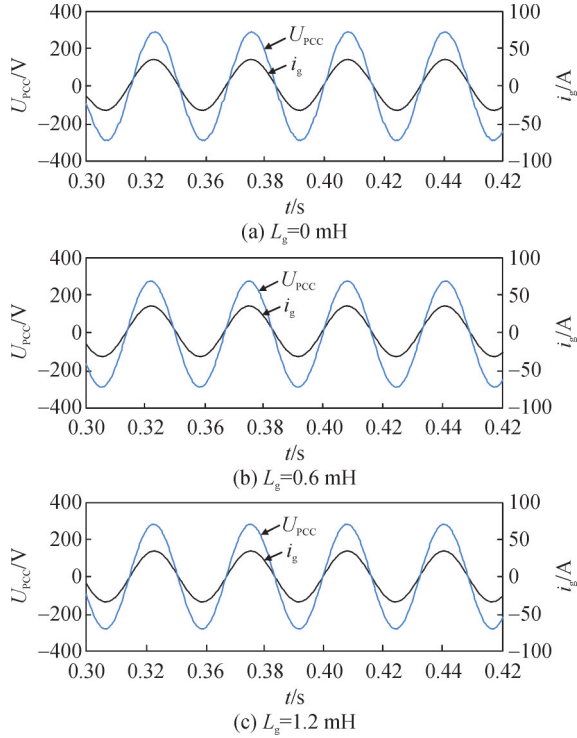


图 17 联合延时补偿控制策略下  $U_{pcc}$  和  $i_g$  波形图

Fig. 17  $U_{pcc}$  and  $i_g$  waveforms under the joint delay compensation control strategy

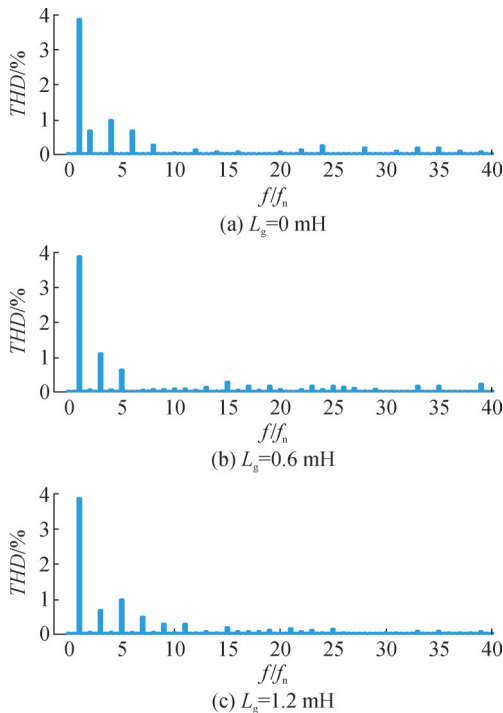


图 18 联合延时补偿控制策略下并网电流  $THD$

Fig. 18 Grid-connected current  $THD$  under joint delay compensation control strategy

#### 4.2 动态响应能力检测

为检测加入延时补偿策略后系统的动态响应

能力, 对指令电流进行了由 30 A 到 15 A 以及由 15 A 到 30 A 的跳变测试。由图 19 可知, 电流跳变时系统动态响应速度较快, 在不到一个周期内就可以恢复稳定, 实现对指令电流的准确跟踪, 验证了延时补偿策略具有理想的动态响应能力, 进而说明联合控制策略的确对系统的鲁棒性能起到了良好的优化作用。

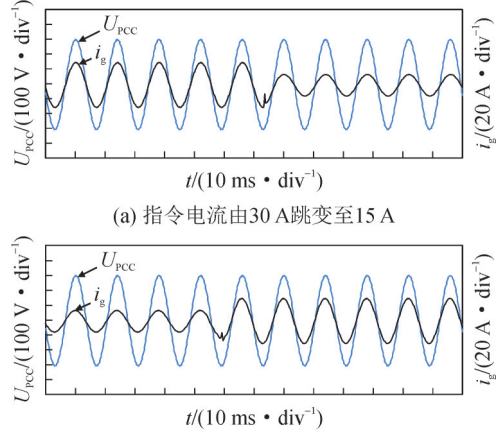


图 19 指令电流跳变下的  $U_{pcc}$  和  $i_g$  波形图

Fig. 19  $U_{pcc}$  and  $i_g$  waveforms under command current jump

### 5 实验验证

为验证文中所提控制策略的有效性, 文中搭建了相关实验平台。其中的逆变器为一台 15 kW 单相 LCL 型逆变器, 主控制器选用 TMS320F28335 处理器, 主功率器件选用 FF300R12ME6 模块; 电流源为可调直流源。此外, 控制参数的选取与仿真参数一致。

$L_g=1.2$  mH 时, 添加补偿策略前后并网电流和耦合点电压的波形图见图 20、21。由图 20、21 可知, 在添加补偿策略后  $u_{pcc}$  和  $i_g$  波形的振荡情况得到明显改善, 将示波器内波形导入 MATLAB 中进行 FFT 分析后得到改善后的电压电流  $THD$  值分别为 6.72%、2.58%, 并网电流  $THD$  满足并网要求, 进而说明所提控制方法的实效性。

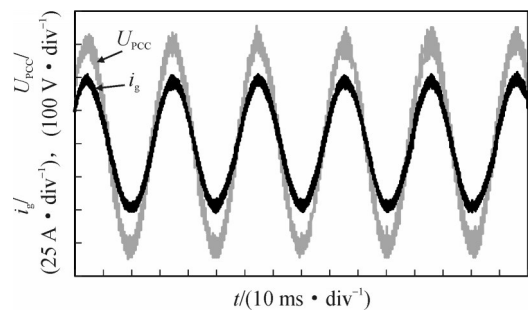


图 20 未添加补偿策略  $U_{pcc}$ 、 $i_g$  波形

Fig. 20 Waveform of  $U_{pcc}$ 、 $i_g$  without added compensation strategy

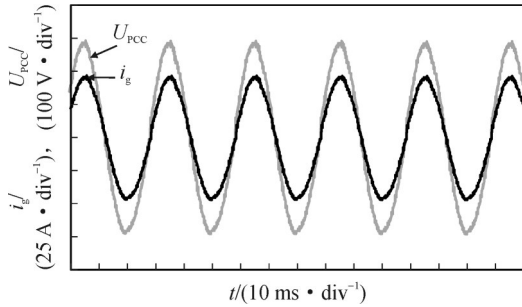


图21 添加补偿策略后  $U_{PCC}$ 、 $i_g$  波形

Fig. 21 Waveform of  $U_{PCC}$ ,  $i_g$  after adding compensation strategy

为进一步分析引入控制策略后系统的动态性能和鲁棒性,设计了逆变器由满载运行到半载运行的实验。实验结果见图22、23,实验中设置  $L_g=0$  mH 和  $L_g=1.2$  mH 两种参数情况观察并网电流的波形的变化。图22、23中显示电流只有在由满载跳变到半载的过程中存在短时间的振荡,随后很快恢复平稳运行。说明系统具有良好的动态性能,且鲁棒性也满足系统运行要求。

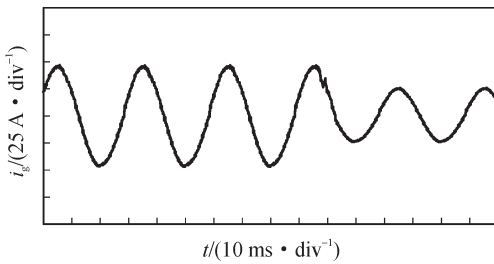


图22  $L_g=0$  mH时并网电流的波形

Fig. 22 The waveform of grid-connected current when  $L_g=0$  mH

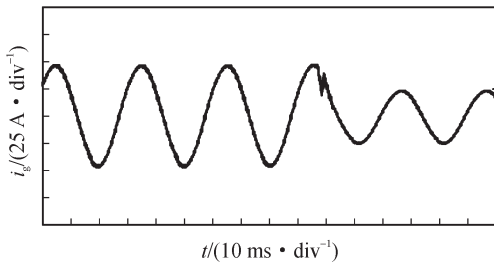


图23  $L_g=1.2$  mH时并网电流的波形

Fig. 23 The waveform of grid-connected current when  $L_g=1.2$  mH

## 6 结语

传统电容电流反馈控制在抑制并网逆变器谐振时忽略了数字控制下的延时影响,导致有效阻尼区域在谐振频率增大时不满足谐振抑制要求,系统稳定性下降。为保证系统的稳定性,提出联合控制策略,引入超前补偿环节补偿计算延时,并辅以低通滤波器解决因超前环节导致的高次谐波放大问

题,进而扩大等效阻尼区域,并从理论上分析了1/6采样频率是等效电阻  $R_{eq}$  正负临界值,对于工程应用的稳定区域划分有一定参考价值;借助预估时间控制法对零阶保持器引起的延时进行补偿。通过仿真和实验测试所得结果表明:联合控制策略可以扩大等效阻尼区域,对数字控制延时起到了良好的补偿作用,提高了系统的稳定性,优化了系统的鲁棒性和动态性能。

## 参考文献:

- 刘自发,周翰泽. 计及多主体能源交易的综合能源系统规划方法研究[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3524-3533.  
LIU Zifa, ZHOU Hanze. Research on comprehensive energy system planning method considering multi agent energy transaction [J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3524-3533.
- MARIETHOZ S, MORARI M. Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 389-399.
- 陈芯羽,郭红霞,左冠林,等. 考虑综合需求响应的多区域综合能源系统协同优化调度模型[J]. 电测与仪表, 2024, 61(9): 1-11.  
CHEN Xinyu, GUO Hongxia, ZUO Guanlin, et al. Collaborative optimal scheduling model of multi-region integrated energy system considering integrated demand response[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(9): 1-11.
- 李夫刚,李夫海,琚承乾,等. 新能源不确定性表征方法及关键技术问题研究现状、挑战及展望[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(15): 172-187.  
LI Fugang, LI Fuhai, JU Chengqian, et al. Methods for characterizing renewable energy uncertainty and key technical issues: Research status, challenges, and prospects[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(15): 172-187.
- 刘刚,张芳影,李晓峰,等. 提升新能源场站调节能力的储能优化配置策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2025, 46(2): 62-72.  
LIU Gang, ZHANG Fangying, LI Xiaofeng, et al. Energy storage optimization configuration strategy for enhancing regulation capacity of new energy stations[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2025, 46(2): 62-72.
- 崔茗莉,冯天天,刘利利. 双碳目标下区块链与可再生能源的融合发展研究[J]. 智慧电力, 2024, 52(2): 17-24.  
CUI Mingli, FENG Tiantian, LIU Lili. Integration and development of blockchain and renewable energy under double carbon target[J]. Smart Power, 2024, 52(2): 17-24.
- 潘崇超,侯孝旺,金泰,等. 计及阶梯碳交易和可再生能源不确定性的综合能源系统低碳研究[J]. 电测与仪表, 2024, 61(10): 8-16.  
PAN Chongchao, HOU Xiaowang, JIN Tai, et al. Low carbon research on integrated energy system considering the tiered carbon trading and the uncertainties of renewable energy[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(10): 8-16.
- 赵宇,李谦,张云晓,等. 含分布式能源配电网中考虑供电可靠性的混合储能优化配置[J]. 智慧电力, 2024, 52(8): 25-32.

- ZHAO Yu, LI Qian, ZHANG Yunxiao, et al. Optimal configuration of hybrid energy storage considering power supply reliability in distribution network with distributed energy[J]. *Smart Power*, 2024, 52(8): 25-32.
- [9] 刘超凡, 韩 恺, 王永真, 等. 计及共享储能分布式多能源系统的多目标优化[J]. *电测与仪表*, 2024, 61(10): 88-96.  
LIU Chaofan, HAN Kai, WANG Yongzhen, et al. Multi-objective optimization of distributed multi-energy system considering shared energy storage[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(10): 88-96.
- [10] 金衍珍, 林 丽, 戴哲仁, 等. 一种提高数字控制LCL型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的补偿策略[J]. *智慧电力*, 2024, 52(4): 108-115.  
JIN Yanzhen, LIN Li, DAI Zheren, et al. A compensation strategy enhancing robustness of digital controlled LCL grid-connected inverter to grid impedance[J]. *Smart Power*, 2024, 52(4): 108-115.
- [11] 夏 烈, 陈志磊, 杨青斌, 等. 弱电网下构网型LCL逆变器谐波电流抑制研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2025, 53(3): 130-139.  
XIA Lie, CHEN Zhilei, YANG Qingbin, et al. Harmonic current suppression of a grid-forming LCL inverter in a weak grid[J]. *Power System Protection and Control*, 2025, 53(3): 130-139.
- [12] SALEEM M, KIM R Y. A robust resonance damping of LCL-filter based grid-connected converter with linear active disturbance rejection control[C]//Tencon 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference. Malaysia: IEEE, 2017: 1913-1918.
- [13] 金国彬, 苑忠奇, 李国庆, 等. 基于无源性的并网逆变器扩展阻尼区域方法研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(19): 25-35.  
JIN Guobin, YUAN Zhongqi, LI Guoqing, et al. A method of extending the damping region of a grid-connected inverter based on passivity[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(19): 25-35.
- [14] DANNEHL J, FUCHS F W, THØGERSEN P B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(9): 2320.
- [15] 曹子恒, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 提高LCL型并网逆变器鲁棒性的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. *高电压技术*, 2020, 46(11): 3781-3789.  
CAO Ziheng, XIAO Xianyong, MA Junpeng, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for enhancing robustness of LCL-type grid-connected inverters[J]. *High Voltage Engineering*, 2020, 46(11): 3781-3789.
- [16] HE Yuying, WANG Xuehua, RUAN Xinbo. Hybrid active damping combining capacitor current feedback and point of common coupling voltage feedforward for LCL-type grid-connected inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(2): 2373-2383.
- [17] 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*, 34(7), 6183-6199.
- [18] 杨 明, 杨 杰, 赵铁英, 等. 弱电网下采用电容电压前馈的LCL并网逆变器谐振频率偏移抑制策略[J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(4): 107-120.  
YANG Ming, YANG Jie, ZHAO Tieying, et al. Resonant frequency offset suppression strategy of LCL grid-connected inverter using capacitor voltage feedforward in weak grid[J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(4): 107-120.
- [19] RAVIV D, DJAJA E W. Technique for enhancing the performance of discretized controllers[J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 1999, 19(3): 52-57.
- [20] 王翰文, 曾成碧, 苗 虹. 基于多谐振电网电压前馈的并网逆变器相位补偿算法研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(18): 81-89.  
WANG Hanwen, ZENG Chengbi, MIAO Hong. A phase compensation algorithm of a grid-connected inverter based on a feedforward multi-resonant grid voltage[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(18): 81-89.
- [21] LI Xiaoqiang, WU Xiaojie, GENG Yiwen, 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): 5247-5259.
- [22] 赵清林, 宋文璐, 袁 精, 等. 弱电网中基于电流误差信号补偿的并网逆变器稳定性研究[J]. *太阳能学报*, 2019, 40(10): 2833-2841.  
ZHAO Qinglin, SONG Wenlu, YUAN Jing, et al. Research on grid-connected inverter stability based on current error signal compensation in weak grid[J]. *Acta Energetica Sinica*, 2019, 40(10): 2833-2841.
- [23] 万晓凤, 聂晓艺, 廖志鹏, 等. 基于误差信号反馈的单相LCL型逆变器谐振抑制方法[J]. *电机与控制学报*, 2018, 22(5): 102-109.  
WAN Xiaofeng, NIE Xiaoyi, LIAO Zhipeng, et al. Resonance damping method of single-phase inverter with LCL-filter based on error signal feedback[J]. *Electric Machines and Control*, 2018, 22(5): 102-109.
- [24] 单瑞卿, 王 丹, 李 斌. 谐波电压影响下的瓷绝缘子污秽故障特征量研究[J]. *电瓷避雷器*, 2019(5): 194-199.  
SHAN Ruiqing, WANG Dan, LI Bin. Research on the pollution fault characteristic of porcelain insulator under the influence of harmonic voltage[J]. *Insulators and Surge Arresters*, 2019(5): 194-199.
- [25] 盘宏斌, 欧思程, 魏天阳, 等. 基于占空比预测与零极点结合的LCL型逆变器延时补偿方法[J]. *电力系统自动化*, 2017, 41(18): 89-94.  
PAN Hongbin, OU Sicheng, WEI Tianyang, et al. Delay compensation method of LCL-typed inverter based on combination of duty cycle prediction with zero-pole[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2017, 41(18): 89-94.
- 刘云飞(1997—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为微电网多逆变器并联系统优化配置研究(E-mail: 1810177805@qq.com)。  
张继红(1975—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为新能源发电及其储能控制技术(通信作者)(E-mail: zjh00318@163.com)。