一种扩展LCL型并网逆变器有效阻尼区的超前补偿方法

华 铤,林 桦,肖建杰,王兴伟

(华中科技大学 电气与电子工程学院 电力电子与能量管理教育部重点实验室,湖北 武汉 430074)

摘要:考虑数字控制延迟,LCL型并网逆变器系统的有效阻尼区仅在采样频率 f_s 的1/6以内,较窄的阻尼区间 使得系统的稳定区域很小,不利于系统参数的设计。针对此问题,提出一种在阻尼环路中加入超前补偿控制 器的改进方法。首先,通过分析系统的有源阻尼特性,得出加入超前补偿后系统的有效阻尼区可以扩展到 $(0, f_R)$,其中 $f_R \in (f_s/6, f_s/3)$ 。接着分析了加入超前补偿后被控对象的稳定性,给出临界电容电流反馈系数与 超前补偿参数之间的关系。为了扩大原系统的稳定区域,提出了一套超前补偿控制器的参数设计方法。最 后通过实验进行验证,实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词:LCL型并网逆变器;电容电流反馈;控制延迟;有效阻尼区;稳定区域;补偿 中图分类号:TM 464 文献标志码:A DOI:10.16081/j.epae.202009002

0 引言

并网逆变器作为并网系统的必要设备,是分布 式发电的重要接口,可用于电能质量控制[1-2]。滤波 器是连接并网逆变器和电网的必要设备。目前大多 数使用的滤波器类型是L、LC和LCL。当滤波效果 相同时,LCL型滤波器所需要的2个电感值之和显 著小于L型滤波器所需的电感值,因此其体积更小、 成本更低^[3-4]。但LCL型滤波器为三阶系统,存在谐 振问题^[5]。解决谐振问题最简单的方法是无源阻尼 法^[6],即在LCL型滤波器的元件上串联或者并联电 阻,但这种方法会带来严重的损耗问题,所以在实 际工程中并不实用。另一种方法是有源阻尼法,包 括电容电流反馈法[7-13]、并网电流反馈法[14-15]以及 电容电压反馈法等。有源阻尼法的优点是:通过控 制算法有效阻尼系统的谐振尖峰,保证系统稳定的 同时不增加系统损耗。考虑到数字控制延时,电容 电流反馈有源阻尼等效为在滤波电容上并联一个与 频率相关的阻抗。当频率高于采样频率 f. 的1/6 (即 f_/6)时,该等效阻抗表现出负阻特性,而负阻会 降低系统对电网阻抗的鲁棒性。特别地,当谐振频 率等于 f_c/6时,系统无法稳定^[7]。所以电容电流反 惯有源阻尼的有效阻尼区为(0, f/6)。由于有效阻 尼区过窄,LCL型并网逆变器系统的稳定区域很小, 不利于参数的设计,所以有必要扩展有效阻尼区。

文献[8]采用过采样的调制策略,在一个开关周 期内多次采样多次装载调制信号;文献[9]提出了一 种基于区域均衡思想的时滞补偿方法;文献[10]采 用实时装载的方法,使调制波的装载时刻靠近采样 时刻。这3种方法都是从改变调制方式角度来减小 控制延时。文献[11-12]采用有源阻尼与无源阻尼 相结合的混合阻尼策略,该方法对阻尼参数的要求 较高,需反复检验设计的参数是否满足要求,不便于 工程应用。文献[13]在脉冲宽度调制器与电流调节 器之间加入陷波器模块,文献[14]提出基于滑模控 制的新型有源阻尼方法,这2种方法都增强了系统 对电网阻抗的鲁棒性,但由于是在前向通道中加入 控制器,对强电网下系统的稳定性会产生不利影响。 文献[15]采用高通滤波器来提高有效阻尼范围,该 方法也对系统的稳定性能影响较大,容易使系统不 稳定。

为了减小对弱电网下系统性能的影响,文献 [16]在阻尼环路加入超前补偿控制器来增强LCL型 并网逆变器系统对电网阻抗的鲁棒性,但为降低控 制器的设计难度,对超前补偿进行了一定的简化,同 时未分析控制器参数对系统性能的影响。因此,本 文从扩展系统有效阻尼区角度出发,给出另一种超 前补偿控制器的参数设计方法。该方法可以将系统 有效阻尼区扩展到 $(0, f_{\rm R})$,其中 $f_{\rm R} \in (f_{\rm s}/6, f_{\rm s}/3)$,同时 扩大原系统的稳定区域。最后通过实验验证所提出 方法的有效性。

1 LCL型并网逆变器的数学模型



图1为三相LCL型并网逆变器的控制结构。图



中, U_{de} 为恒定的直流母线电压;逆变器侧电感 L_1 、滤 波电容C和网侧电感 L_2 构成LCL型滤波器; i_1 、 i_2 和 i_c 分别为逆变侧电流、网侧电流和电容电流; H_i 为电容 电流反馈系数; $G_i(s)$ 为电流调节器; L_g 为电网电感; v_g 为理想电网电压; $v_{PCC}(s) = v_g + sL_gi_2$,为实际采样获得 的电压; ωt 为利用锁相环(PLL)获得的 v_{PCC} 的相位; i_{def} 和 i_{enf} 分别为 d_xq 轴电流指令值。

将图1的控制原理图转换为等效的连续域下模型,如图2所示。图中, $G_d(s)$ 为数字控制系统引入的计算延迟和脉冲宽度调制(PWM)延迟,一般认为是 $1.5T_s, T_s$ 为数字控制系统的采样周期; $i_2^*(s)$ 为网侧电流指令值。





Fig.2 Control block diagram of LCL-type grid-connected inverter in continuous domain

传递函数
$$G_i(s)$$
和 $G_d(s)$ 可以分别表示为:
 $G_i(s) = K_n + \frac{K_i}{2}$ (1)

$$G_{\rm d}(s) = \frac{1}{T_{\rm s}} e^{-sT_{\rm s}} \frac{1 - e^{-sT_{\rm s}}}{s} \approx e^{-1.5sT_{\rm s}}$$
(2)

其中, K_p 为比例环节系数; K_i 为积分环节系数。 根据图2可推导出系统的环路增益 $T_p(s)$ 为:

$$T_{\rm D}(s) = \frac{1}{L_1(L_2 + L_{\rm g})Cs} \frac{G_{\rm d}(s)G_i(s)}{s^2 + \frac{H_iG_{\rm d}(s)}{L_1}s + \omega_{\rm r}^2}$$
(3)

LCL型滤波器谐振角频率 ω_r 如式(4)所示,谐振频率 $f_r = \omega_r / (2\pi)_o$

$$\omega_{\rm r} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_{\rm g}}{L_1 (L_2 + L_{\rm g})C}} \tag{4}$$

2 传统电容电流反馈有源阻尼分析

根据文献[7],电容电流反馈有源阻尼等效为在 滤波电容上并联一个阻抗 Z_{eq} ,如附录中图A1所示, 其表达式为:

$$Z_{\rm eq}(s) = \frac{L_1}{H_i C G_{\rm d}(s)} = R_{\rm d} {\rm e}^{1.5sT_s}$$
(5)

其中, $R_d = L_1/(H_iC)$,它是模拟控制下电容电流反馈有 源阻尼的等效并联电阻。 Z_{eq} 可表示成电阻 R_{eq} 和电 抗 X_{eq} 相并联的情况。将 $s=j\omega$ 代入式(5),可得到 R_{eq} 和 X_{eq} 的表达式为:

$$\begin{cases} R_{\rm eq}(\omega) = R_{\rm d}/\cos\left(1.5\omega T_{\rm s}\right) \\ X_{\rm eq}(\omega) = R_{\rm d}/\sin\left(1.5\omega T_{\rm s}\right) \end{cases}$$
(6)

 R_{eq} 和 X_{eq} 的频率特性如图3所示。



图 3 Rea和Xea的频域特性



根据文献[7]可知,当存在电网阻抗,即 $L_{s}>0$ 时,系统的谐振频率会降低。当谐振频率 $f_{r}< f_{s}/6$ 时,电网阻抗会使 f_{r} 远离 $f_{s}/6$,谐振抑制效果变得更好,系统具有很好的鲁棒性;当 $f_{r}>f_{s}/6$ 时,电网阻抗 会使 f_{r} 接近甚至穿越 $f_{s}/6$,谐振抑制效果变差,系统 的鲁棒性较差,如附录中图A2所示。

控制器参数的稳定区域的上、下2条边界线分别 由谐振频率 f_r 处的幅值 $G_{M}(j\omega_r)$ 和最大有效阻尼频 率 $f_s/6$ 处的幅值 $G_{M}(j\omega_s/6)$ 约束等效组成,其中 ω_r,ω_s 分别为谐振角频率和最大有效阻尼角频率。留 ±2 dB 的幅值裕度时,上边界线为 $G_{M}(j\omega_s/6) = -2$ dB,下边 界线为 $G_{M}(j\omega_r) = 2$ dB,系统稳定区域如图4所示,图 中 H_i 。为临界电容电流反馈系数。但由于系统有效 阻尼区过窄,系统稳定区域较小,不利于参数选取。 综上所述,有必要对传统阻尼方法进行改进以扩展 有效阻尼区。



3 改进的电容电流反馈有源阻尼分析

本文提出在阻尼环路中加入超前补偿控制器来 扩展有效阻尼区,改进的电容电流反馈有源阻尼系 统在连续域下的等效控制框图如图5所示,图中α、T 为超前补偿控制器参数。



图 5 加入超前补偿后的控制框图 Fig.5 Control block diagram after adding lead compensation

3.1 有效阻尼区的分析

在阻尼环路加入超前补偿控制器相当于改变了 电容电流反馈系数,改变后H_a的表达式为:

$$H_{i1} = \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts} H_i \tag{7}$$

此时系统的环路增益为:

$$T_{\rm D1}(s) = \frac{1}{L_1(L_2 + L_{\rm g})Cs} \frac{G_{\rm d}(s)G_i(s)}{s^2 + \frac{H_{i1}G_{\rm d}(s)}{L_1}s + \omega_{\rm r}^2}$$
(8)

将式(7)代入式(5)可得到等效虚拟阻抗为:

$$Z_{\rm eq1}(s) = \frac{L_1}{H_{i1}CG_{\rm d}(s)} = R_{\rm d} \frac{1+Ts}{1+\alpha Ts} e^{1.5sT_s}$$
(9)

同样地, Z_{eq1} 也可表示成电阻 R_{eq1} 和电抗 X_{eq1} 相并 联的情况。将 $s = j\omega$ 代入式(9),可得到 R_{eq1} 和 X_{eq1} 的 表达式为:

$$\begin{cases} R_{eq1}(\omega) = \frac{R_d (1 + T^2 \omega^2)}{g_R(\omega)} \\ X_{eq1}(\omega) = \frac{R_d (1 + T^2 \omega^2)}{g_R(\omega)} \end{cases}$$
(10)

$$g_{R}(\omega) = (1 + \alpha T^{2} \omega^{2}) \cos(1.5\omega T_{s}) + (1 - \alpha T^{2} \omega^{2}) + (1 - \alpha$$

$$(\alpha - 1)T\omega \sin(1.5\omega T_s)$$
(11)
$$g_x(\omega) = (1 - \alpha)T\omega \cos(1.5\omega T_s) +$$

$$(1 + \alpha T^2 \omega^2) \sin(1.5\omega T_s)$$
(12)

等效电阻
$$R_{eq1}$$
的正负取决于 $g_R(\omega)$ 。令 ω 分别为
0、 $\pi f/3$ 和 $2\pi f/3$.计算相应的 $g_n(\omega)$ 。

$$\begin{cases} g_{R}(0) = 1 \\ g_{R}(\pi f_{s}/3) = \pi(\alpha - 1)Tf_{s}/3 \\ g_{R}(2\pi f_{s}/3) = -(1 + \alpha T^{2}\omega^{2}) \end{cases}$$
(13)

由式(13)可知, $g_R(0)$ 恒为正; $g_R(2\pi f_s/3)$ 恒为 负;当 α >1时, $g_R(\pi f_s/3)$ 为正。所以在($f_s/6, f_s/3$) 内必存在一个最大有效阻尼频率 f_R ,使 $g_R(2\pi f_R)=0$, 即该方法可以将有效阻尼区扩展到($0, f_R$),其中 $f_R \in (f_s/6, f_s/3)$ 。

由 $g_R(2\pi f_R)=0$ 可得:

 $\alpha \omega_{\rm R}^2 T^2 + (\alpha - 1) \omega_{\rm R} \tan(1.5 \omega_{\rm R} T_s) T + 1 = 0$ (14) 其中, $\omega_{\rm R} = 2\pi f_{\rm R}$,为加入超前补偿后的最大有效阻 尼角频率。式(14)是一个关于T的一元二次方程,方 程有解的前提为:

$$\left[(\alpha - 1)\omega_{\rm R} \tan(1.5\omega_{\rm R}T_{\rm s}) \right]^2 - 4\alpha\omega_{\rm R}^2 > 0 \qquad (15)$$

又因为 $\alpha > 1$,则 α 的取值范围为:

$$\alpha > \frac{k^2 + 2 + 2\sqrt{1 + k^2}}{k^2} \tag{16}$$

其中, $k = \tan(1.5\omega_{\rm R}T_{\rm s})_{\circ}$

因此在确定所需扩展的有效阻尼区(0,*f*_R)后, 就可根据式(16)得到α的可选择范围。

3.2 α对系统的环路增益 T_{D1}(s)的影响

加入超前补偿后,由于有源阻尼特性的改变, 被控对象的稳定与不稳定不再以原先的临界电容电 流反馈系数*H_{ic}*为分界线。本文根据被控对象的开 环传递函数及其 Nyquist 曲线判断被控对象的稳定 性,将系统框图进行整理变换,并忽略电网电压的影 响,如图6所示。



图6 变换后的控制框图

Fig.6 Control block diagram after transformation 由图 6 易得被控对象的开环传递函数 $G_{o,o}(s)$ 为:

$$G_{o_{-}o}(s) = \frac{s^2 H_i \frac{1 + \alpha T s}{1 + T s} L_2 C e^{-1.5 s T_s}}{s^3 L_1 L_2 C + s (L_1 + L_2)}$$
(17)

其幅值的表达式为:

$$\left| G_{0_{0_{0}}}(s) \right| = \left| \frac{H_{i}L_{2}C}{\omega \left[\omega^{2}L_{1}L_{2}C - (L_{1} + L_{2}) \right]} \frac{\sqrt{X^{2} + Y^{2}}}{\sqrt{\omega^{2}T^{2} + 1}} \right|$$
(18)

$$X = \omega^2 \cos(1.5\omega T_s) + \alpha T \omega^3 \sin(1.5\omega T_s) \qquad (19)$$

$$Y = \alpha T \omega^3 \cos(1.5\omega T_s) - \omega^2 \sin(1.5\omega T_s) \qquad (20)$$

图 7 为电容电流反馈系数 H_i 变化时被控对象的 开环 Nyquist 曲线。



图7 H_i变化时被控对象Nyquist图

Fig.7 Nyquist diagram of controlled object with variation of H_i

由图7可知,当 H_i 取值较小时,Nyquist曲线与实 轴的负半轴的交点位于点(-1,0)的右侧,Nyquist曲 线不包围点(-1,0),此时被控对象稳定。随着 H_i 的 增大,Nyquist曲线与实轴的负半轴的交点逐渐向左 移动,当 H_i 的值大于临界值时,交点位于点(-1,0)的 左侧。当 H_i 等于临界电容电流反馈系数 H_{icl} 时,被 控对象处于临界稳定状态,有源阻尼的等效电阻值 为正负临界值,此时角频率 $\omega=2\pi f_R$ 。将 $\omega=2\pi f_R$ 代入 式(18),再令 $|G_{o,o}(s)|=1,则可得到H_{icl}为:$

$$H_{ic1} = \frac{\omega_{\rm R} \Big[\omega_{\rm R}^2 L_1 L_2 C - (L_1 + L_2) \Big] \sqrt{\omega_{\rm R}^2 T^2 + 1}}{L_2 C \sqrt{X^2 + Y^2}}$$
(21)

在f_R和H_i相同的条件下,不同α下的环路增益

 $T_{DI}(s)$ 的 Bode 图如附录中图 A3 所示。可以看出,随着 α 的增大,系统的谐振频率逐渐远离 f_{R} ,谐振尖峰越小。但同时, α 的增大会使截止频率 f_{c} 降低,这会 对系统的动态特性产生不利影响。因此需要合理地 选取 α 。

综上所述,超前补偿控制器的参数设计步骤 如下:

(1)根据原系统的稳定区域图确定在系统稳 定时可选择的最大电容电流反馈系数*H*_{im},并计算在 *H*_i=*H*_{im}时系统的最大谐振频率*f*_m;

(2)由 f_m 来确定所需扩展的有效阻尼区 $(0, f_R)$, 再根据式(16)得到 α 的选择范围;

(3)根据式(14)和式(21)可得到加入超前补偿 后的临界电容电流反馈系数*H*_{ie1}与α的关系见图8。 为了扩大原系统的稳定区域,令*H*_{ie1}=*H*_{im},由此可得 到α值,进而由式(14)计算得到*T*值。



图 8 H_{icl} 与 α 的关系 Fig.8 Relationship between H_{icl} and α

4 设计实例

200

LCL型并网逆变器的主要参数如下:逆变器侧 电感 L_1 =1.2 mH, 网侧电感 L_2 =0.8 mH, 滤波电容C= 30 μ F, 采样频率 f_s =10 kHz, 直流电压 U_{dc} =100 V, 电 网电压 v_g =45 V, 基波频率 f_o =50 Hz, 并网相电流幅 值 i_2 =5 A。

根据文献[7]中分析系统稳定边界的方法,可以 得到在该逆变器参数下系统稳定区域上、下边界线 交点处的最大电容电流反馈系数 H_{im} =7.8,且此时系 统的谐振频率 f_m =1890 Hz。因此选择将系统的有 效阻尼区扩展为(0, f_s /5),即(0,2000) Hz。根据式 (16)可得到α的取值范围为[1.89,+∞)。

为了使 $H_{icl}=H_{im}=7.8$,选取 $\alpha=5$,进而由式(14)可 计算得到 $T=6.69\times10^{-6}$ 。根据选定的超前补偿控制 器参数,得到加入补偿后的稳定区域如图9所示。 为保证系统有一定的稳定裕度,留2dB的幅值裕 度。图中,由实线围起来的区域①为原系统的稳定 区域;由虚线围起来的区域②为加入本文设计的超 前补偿控制器后系统的稳定区域。可以看出,加入 本文设计的超前补偿控制器后,系统的稳定区域得 到明显的扩大。

选取图9中的A、B、C这3个点,其中A、B点处对 应截止频率相同时的系统参数,B、C点处对应H_i相



图9 系统稳定区域对比

表1 A、B、C点稳定性对比

Table 1 Stability comparison among Point A, B and C

点	截止频率 / Hz	H_i	$G_{\rm M}$ / dB	
			未加补偿	加入超前补偿
A	300	3	2.45	4.52
В	300	4	4.95	6.49
C	200	4	8.52	10.10

5 实验验证

为了验证本文方法的有效性,搭建实验平台进行了实验验证。实验平台采用的是一台6.6 kW的 三相LCL型并网逆变器原理样机,其功率模块是一 个三相全桥结构,其中IGBT模块的型号为三菱公 司的PM150RL1A060。变换器的控制是由TI公司 生产的32位浮点型DSP28335芯片实现的,其具有 150 MHz的时钟频率能够实现快速运算。

在截止频率 f_c = 480 Hz,即电流调节器参数为 K_p = 6.2、 K_i = 2000,反馈系数 H_i = 4.5 时,原系统处于 临界稳定状态,加入超前补偿前、后并网电流的实验 波形如图 10 所示。



图 10 加入超前补偿前、后并网电流的实验波形 Fig.10 Experimental waveforms of grid-connected current before and after adding lead compensation

相应的快速傅里叶变换(FFT)分析结果分别如 图 11、12 所示(图中为A 相波形,B、C 相波形类似,不 再给出)。由图 11、12 可知,未加补偿时,并网电流 *i*₂A出现了明显的振荡,在谐振频率处的谐波电流*i*₁。 很大,电流失真严重;加入超前补偿后,在谐振频率 处的谐波电流几乎消失了。结果表明,加入超前补 偿后系统的稳定区域明显扩大了。



图 11 未加补偿时的并网电流和 FFT 分析结果

Fig.11 Results of grid-connected current and its FFT analysis without compensation



图 12 加入超前补偿后的并网电流和FFT分析结果 Fig.12 Results of grid-connected current and its FFT analysis with lead compensation

6 结论

在数字控制下,采用电容电流反馈有源阻尼方 法的LCL型并网逆变器系统有效阻尼区仅在 f_s /6以 内,较窄的阻尼区间使得系统的稳定区域很小,不利 于系统参数的设计。本文提出一种在阻尼环路中加 入超前补偿控制器的改进方法,可以将系统有效阻 尼区扩展到 $(0, f_R)$,其中 $f_R \in (f_s/6, f_s/3)$ 。同时,给 出了一套超前补偿控制器的参数设计方法,可以扩 大原系统的稳定区域。最后通过实验证明了该方法 是有效的。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- 高鹏程,王蕾,李立生,等.基于光伏逆变器调节的配电网电压 控制策略[J].电力自动化设备,2019,39(4):190-196.
 GAO Pengcheng, WANG Lei, LI Lisheng, et al. Voltage control strategy based on adjustment of PV inverters in distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):190-196.
- [2] 王逸超,谢欣涛,陈仲伟,等.不同容量微网逆变器的自适应虚 拟阻抗运行策略[J].电力自动化设备,2018,38(6):29-33.
 WANG Yichao,XIE Xintao,CHEN Zhongwei, et al. Adaptive virtual impedance operation strategy of microgrid inverters with different capacities[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(6):29-33.
- [3] 吴凤江,彭浩荣.双极性数字限频式电流滞环控制并网逆变器
 [J].电力自动化设备,2013,33(3):40-45.
 WU Fengjiang, PENG Haorong. Grid-connected inverter with

digital dual-polar frequency-limited current hysteresis control [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(3):40-45.

[4] 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): 1281-1291.

- [5] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建 模及特性分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):107-113.
 LI Yixin,ZHAO Shuqiang,MA Yanfeng,et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type gridconnected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019,39(7):107-113.
- [6] WANG T C Y, YE Z, GAUTAM S, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter [C] //2003 IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist. Acapulco, Mexico; IEEE, 2003:779-784.
- [7] 潘冬华,阮新波,王学华,等.提高LCL型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J].中国电机工程学报,2013,33(18):1-10,21.
 PAN Donghua,RUAN Xinbo,WANG Xuehua, et al. A capacitor-

current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(18):1-10,21.

- [8]张兴,陈鹏,余畅舟,等.基于过采样的LCL并网逆变器有源阻 尼控制[J].太阳能学报,2017,38(3):767-773.
 ZHANG Xing, CHEN Peng, YU Changzhou, et al. Active damping control of grid-connected inverters with LCL filters based on oversampling[J]. Acta Energiae Solaris Sinica,2017,38(3): 767-773.
- [9] CHEN C, XIONG J, WAN Z, et al. A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1):762-772.
- [10] XU J, XIE S, ZHANG B. Stability analysis and improvement of the capacitor current active damping of the LCL filters in grid-connected applications[J]. Journal of Power Electronics, 2016,16(4):1565-1577.
- [11] 雷一,赵争鸣,袁立强,等.LCL滤波的光伏并网逆变器阻尼影响因素分析[J].电力系统自动化,2012,36(21):36-40,46.
 LEI Yi,ZHAO Zhengming,YUAN Liqiang, et al. Factors contributing to damping of grid-connected photovolatic inverter with LCL filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012,36(21):36-40,46.
- [12] 雷一,赵争鸣,鲁思兆.LCL滤波的光伏并网逆变器有源阻尼 与无源阻尼混合控制[J].电力自动化设备,2012,32(11):23-27,45.

LEI Yi,ZHAO Zhengming,LU Sizhao. Hybrid control of active and passive damping for grid-connected PV inverter with LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32 (11):23-27,45.

- [13] 卞文倩,李飞,赵晋斌. 基于LCL型逆变器的数字陷波器有源 阻尼方法研究[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(21):14-19.
 BIAN Wenqian,LI Fei,ZHAO Jinbin. Research on digital notch filter active damping based on LCL-type inverter[J]. Power System Protection and Control,2017,45(21):14-19.
- [14] 郭伟峰,徐殿国,武健,等.LCL有源电力滤波器新型控制方法
 [J].中国电机工程学报,2010,30(3):42-48.
 GUO Weifeng,XU Dianguo,WU Jian, et al. Novel control method of LCL active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010,30(3):42-48.
- [15] 余庆.LCL型并网逆变器基于高通滤波器的有源阻尼方法的研究[D]. 武汉:华中科技大学,2017.
 YU Qing. Research on active damping method based on high-



pass filter for LCL grid-connected inverters[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017.

[16] 方天治,黄淳,陈乃铭,等.一种提高弱电网下LCL型并网逆 变器鲁棒性的相位超前补偿策略[J].电工技术学报,2018,33 (20):4813-4822.

FANG Tianzhi, HUANG Chun, CHEN Naiming, et al. A phaselead compensation strategy on enhancing robustness of LCLtype grid-tied inverters under weak grid conditions [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20):4813-4822. 作者简介:



华 铤(1996—),男,浙江宁波人,硕 士研究生,主要研究方向为逆变器并网控制 技术(E-mail:huatingnh@foxmail.com); 林 桦(1963—),女,湖北武汉人,教 授,博士研究生导师,博士,主要从事电力电 子与电力传动、自动控制方面的研究。 (编辑 李莉)

Lead compensation method for extending valid damping region of LCL-type grid-connected inverter

HUA Ting, LIN Hua, XIAO Jianjie, WANG Xingwei

(Key Laboratory of Power Electronics and Energy Management, Ministry of Education,

School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China) **Abstract**: Considering the digital control delay, the valid damping region of LCL-type grid-connected inverter system is only within 1/6 sampling frequency $(f_s/6)$. The narrow damping region results in the small stability region of system, which is not conducive to the design of system parameters. To solve this problem, an improved method of adding a lead compensator in the damping loop is proposed. Firstly, by analyzing the active damping characteristics of system, it is concluded that the effective damping region of system after adding lead compensation can be extended to $(0, f_R)$, where $f_R \in (f_s/6, f_s/3)$. Then, the stability of the controlled object after adding lead compensation is analyzed, and the relationship between the critical capacitor current feedback coefficient and the parameters of lead compensation is given. In order to extend the stability region of the original system, a set of parameter design method of the lead compensator is proposed.

Key words: LCL-type grid-connected inverter; capacitor-current-feedback; control delay; valid damping region; stability region; compensation

Finally, the experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

(上接第189页 continued from page 189)

Superconducting magnetic energy storage device based DC oscillation mitigation method in MMC-HVDC system

MA Wenzhong¹, DING Anmin¹, ZHOU Guanyu¹, ZHAO Yu¹, ZHANG Yan², ZHANG Kuitong², DONG Lei¹

(1. Institute of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China;

2. Shandong Energy Group Co., Ltd., Jinan 250014, China)

Abstract: Converter in power control mode of MMC-HVDC (Modular Multilevel Converter based High Voltage Direct Current) system generally likes a negative resistance, which could reduce the damping of system, cause DC oscillation and reduce the system stability. The system power oscillation is restrained by controlling the superconducting magnetic energy storage device parallel connected to DC side, and the weak damping problem caused by MMC-HVDC system supplying constant power load is solved. By building the small signal model of double-terminal MMC-HVDC system, the main factors affecting the stability of MMC-HVDC system are analyzed by small signal stability analysis method, and the effectiveness of the proposed DC oscillation mitigation method is verified. A double-terminal MMC-HVDC system model is built in MATLAB / Simulink and time-domain simulation is carried out. Compared with the control strategy by changing controller's power damping, the simulative results show that the proposed control strategy can effectively suppress system oscillation and improve system stability.

Key words: MMC-HVDC; DC oscillation; small signal stability; superconducting magnetic energy storage device



图 A1 电容电流反馈有源阻尼的等效并联阻抗

Fig.A1 Equivalent parallel impedance of capacitor-current-feedback active damping



图 A2 电网阻抗变化时 T_D(s)的 Bode 图







附录