

LCL型有源滤波器采样延时补偿策略及阻抗分析

查海涛¹,徐可心²,李小文³,刘斌²

(1. 国网江西电力有限公司 拓林水电厂,江西 南昌 332000;

2. 南昌航空大学 信息工程学院,江西 南昌 300063;

3. 国网南昌市昌北供电公司,江西 南昌 300096)

摘要:有源电力滤波器(APF)是消除电网谐波质量问题的主要途径之一,而LCL是目前APF连接电网的常用滤波器。为抑制LCL滤波器所引发的谐振问题,基于电容电流反馈的有源阻尼是常用的手段。有源阻尼可有效抑制LCL滤波器引起的谐振,在模拟控制下可等效为并联在滤波电容上的电阻。但因电容电流采样滞后,将使该虚拟电阻阻值为负,呈现负阻尼特性,反而影响系统稳定性。为此,从预测占空比的角度对该问题进行了研究,分别提出了三种针对电容电流采样滞后补偿方法。针对每一种方法计算系统传递函数,并就其对应的虚拟阻抗进行分析。从结果可以看出第二种补偿方法效果最好。最后,以三相LCL型有源电力滤波器为例,通过仿真和实验验证此控制器的可行性。

关键词:有源电力滤波器;数字延时;电容电流;预测占空比

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24025

Research on Digital Sampling Delay Compensation Strategy and Impedance Analysis for LCL Type Active Power Filter

ZHA Haitao¹, XU Kexin², LI Xiaowen³, LIU Bin²

(1. *Tuolin Hydropower Plant, State Grid Jiangxi Electric Power Co., Ltd., Nanchang 332000, Jiangxi, China*; 2. *School of Information and Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 300063, Jiangxi, China*; 3. *State Grid Nanchang Changbei Power Supply Company, Nanchang 300096, Jiangxi, China*)

Abstract: Active power filter (APF) is one of the main ways to eliminate harmonic quality problems in power grid, and LCL filter is commonly used to connect APF to power grid. In order to suppress the resonance problem caused by LCL filter, active damping based on capacitor current feedback is a common method. Active damping can effectively suppress the resonance caused by LCL filter, which can be equivalent to the resistance parallel to the filter capacitor under simulation control. However, due to the delay of capacitance current sampling, the virtual resistance will be negative, showing negative damping characteristics, which will affect the system stability. Therefore, the problem was studied from the perspective of duty cycle prediction, and three methods for capacitance current sampling delay compensation were proposed. The transfer function of the system was calculated for each method, and the corresponding virtual impedance was analyzed. It can be seen from the results that the second compensation method has the best effect. Finally, taking the three-phase LCL type active power filter as an example, the feasibility of this controller was verified by simulation and experiment.

Key words: active power filter(APF); digital delay; capacitance current; duty cycle prediction

随着非线性负载逐渐增多,大量的非线性谐波流入公用电网,电网电能质量问题日益严峻。为了降低电网谐波,有源电力滤波器^[1]应运而生。并网逆变是整个有源电力滤波器系统的核心部分,其采用的高频开关管产生高次的纹波电流^[2]

会造成电网谐波进一步污染^[3],因此并网逆变器与电网之间需要加入滤波器将其滤除。LCL型并网逆变器作为当今分布式发电系统的核心装置,受到了学者和专家的广泛关注^[4-6]。但LCL型逆变器为低阻尼的三阶系统^[7],易产生高频谐振,影

基金项目:国家自然科学基金(61963030)

作者简介:查海涛(1978—),男,本科,高级工程师,Email:546697305@qq.com

响系统稳定性,因此需要增大谐振频率处的阻尼作用来抑制系统的谐振^[8]。电容电流反馈有源阻尼策略的引入可以有效抑制系统的谐振尖峰,然而数字控制系统中延时引入的相位滞后问题,将影响并网逆变器的稳定性^[9-10]。

为解决逆变器在弱电网下不可忽略的控制延时问题,需对其补偿策略进行研究。文献[11]提出控制延时会改变电容电流反馈有源阻尼的特性。文献[12]提出修改采样方法,即电容电流即时采样的方法,将电容电流采样时间提前,减小电容电流反馈有源阻尼的延时控制,但在非三角载波处采样的波峰或波谷会引入高频噪声。文献[13]提出一种状态预估的延时补偿方法,通过串联预估环节达到矫正相位滞后的目的,但实际应用中电路参数的变化会影响预测偏差。文献[14]提出在电容电流反馈回路中引入相位超前补偿环节,消除电容电流控制的一拍延时,但会在奈奎斯特频率放大位置产生高频噪声。

本文首先建立了基于LCL滤波器的单相并网逆变器系统数学模型,分别在连续域和离散域下讨论其稳定性,说明在数字控制下采用电容电流时,因采样滞后将使系统虚拟电阻变负,影响稳定性。为此,本文提出几种通过预测的手段来修正系统实时占空比,消除由电容电流采样滞后引起的负阻尼,以及其对系统稳定性的影响。包括传递函数的推导、根轨迹以及系统阻尼的对比等,通过相关分析表明,本文提出的控制策略提高了系统的稳定性。最后,通过仿真和物理平台实验,验证了本文所提出方法的有效性。

1 系统建模

1.1 LCL滤波器状态空间数学模型

由于三相系统的对称性,故直接以单相LCL型逆变器为例,LCL型滤波器电路如图1所示,由电感 L_1 、 L_2 和电容 C 组成, i_1 、 i_2 为电感 L_1 、 L_2 上的电流, i_c 为电容 C 上的电流, u_{inv} 为全桥电路的输出电压, u_g 为电网电压。得到系统数学模型如下式所示:

$$u_{inv} - u_c = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (1)$$

$$u_c - u_g = L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

$$i_1 - i_2 = i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (3)$$

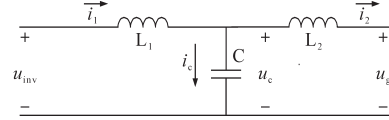


图1 单相LCL型滤波电路

Fig.1 Single-phase LCL filter circuit

1.2 传统LCL型滤波器在连续域下稳定性分析

不考虑有源阻抗时,得到系统的控制框图如图2所示。图中, $G_1(s)$ 为外环电流控制器。控制系统的开环传递函数为

$$G_{i2-1} = \frac{1}{CL_1L_2s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (4)$$

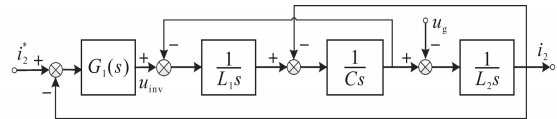
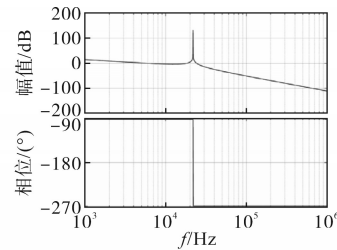


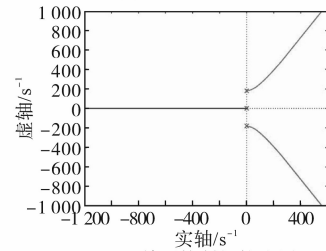
图2 LCL型滤波器在连续域下的控制模型

Fig.2 Control model of LCL filter in continuous

由传递函数求得其伯德图如图3a所示,在谐振频率点存在一个谐振频率,并且得出其根轨迹图如图3b所示,可知系统开环极点都位于虚轴上,系统处于临界稳定状态。



(a)单环开环伯德图



(b)单环控制根轨迹图

图3 网侧电流稳定性分析

Fig.3 Stability analysis of grid side current

2 引入有源阻尼的LCL型滤波器在连续域下的稳定性分析

取电容电流反馈设计有源阻尼,控制框图如图4所示。

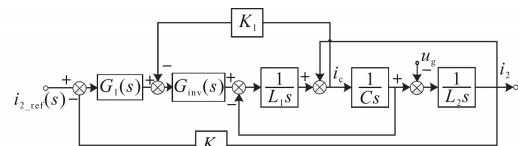


图4 LCL型滤波器引入有源阻尼等效控制框图

Fig.4 LCL filter introduces active damping equivalent control block diagram

以电容电流为反馈环节叠加在系统控制量上,其中,PWM等效增益环节为 $G_{inv}(s)$,考虑到电感电流本质上可看作占空比的积分,为简化分析,外环电流控制器 $G_1(s)$ 采用比例控制器。 K_1 为电容电流有源阻尼反馈系数, K_2 为网侧电流 i_2 的反馈系数。

根据图4可以得到开环传递函数为

$$G_{i2_2} = \frac{G_1(s) + G_{inv}(s)}{CL_1L_2s^3 + CL_2K_1s^2 + (L_1 + L_2)s + K_2} \quad (5)$$

根据式(5)可画出 G_{i2_2} 的伯德图如图5所示,谐波尖峰有明显的改善。图5b为根轨迹曲线,原来位于虚轴上的两个开环极点往虚轴左半平面移动,由此可知系统失稳。

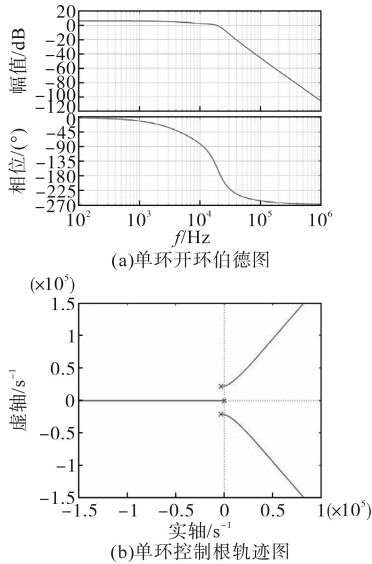


图5 有源阻尼开环伯德图

Fig.5 Open-loop Bode diagram of active damping

3 电容电流反馈在数字采样延时的稳定性分析

3.1 数字采样延时

在传统的电容电流反馈有源阻尼控制策略中,文献[15]提到的在数字控制下采用不对称规则采样正弦脉宽调制法,但该方法存在一个周期的延时。设定电容电流采样时刻与调制信号装载时刻之间的时间为 λT_s ,其中, T_s 为系统采样周期, λ 为延时拍数。

为了得到数字控制下电容电流有源阻尼等效并联阻抗,将图4的有源阻尼反馈点和电容电流采样点分别移到 $1/(Cs)$ 前后,得到图6所示的有源阻尼等效阻抗框图。

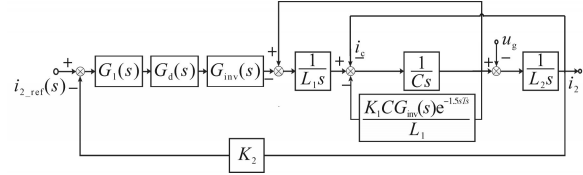


图6 数字延时有源阻尼等效阻抗框图

Fig.6 Digital delay active damping equivalent impedance block diagram

滤波电容并联阻抗 Z_{eq} 分解为电阻 R_{eq} 与电抗 X_{eq} 的数学表达式如下式:

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(s) \cos(1.5\omega T_s)} \\ X_{eq} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(s) \sin(1.5\omega T_s)} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以求得电阻 R_{eq} 随频率变化的特性,如图7所示。由图可知,在 $(0, f_s/6)$ 频率内等效并联电阻 R_{eq} 为正,为系统提供正阻尼,抑制谐振;在 $(f_s/6, f_s/2)$ 频率内等效并联电阻 R_{eq} 为负,而负阻尼特性使相频多次穿越 -180° 致使系统振荡,影响系统稳定。

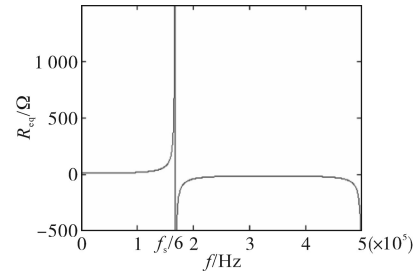


图7 $R_{eq}(\omega)$ 频率特性

Fig.7 $R_{eq}(\omega)$ frequency characteristics

3.2 传统数字采样延时稳定性分析

在数字控制下,考虑电容电流 i_c 有源阻尼在其采样滞后若干个采样周期时,会影响系统的稳定性。图8为电容电流反馈数字采样延时下的控制框图。 $G_1(z)$ 为电流环控制器, $G_{inv}(z)$ 为离散PWM等效增益环节,直接取 $G_1(z)=k_{p1}$, $G_{inv}(z)=k_{p3}$ 。

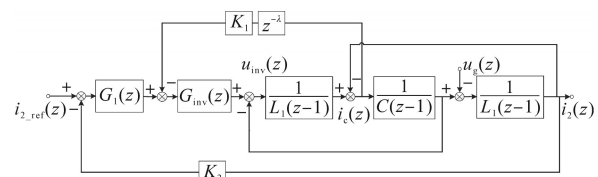


图8 LCL型滤波器电容电流反馈数字延时离散控制框图

Fig.8 Block diagram of digital delay discrete control for capacitive current feedback of LCL filter

图8对应的开环传递函数如下式:

$$G_{i2,3} = \frac{G_1(z)G_{inv}(z)z^3}{[CL_1L_2 + L_1 + L_2 + \frac{K_1G_{inv}(z)CL_2}{z^\lambda} + k_2]z^3 - [3CL_1L_2 + \frac{2CL_2K_1G_{inv}(z)}{z^\lambda} + L_1 + L_2]z^2 + [3CL_1L_2 + \frac{CL_2K_1G_{inv}(z)}{z^\lambda}]z - CL_1L_2} \quad (7)$$

图9为不同参数系统稳定性分析结果。当 $\lambda=0$ 和 $\lambda=1$ 时,式(7)的伯德图如图9a所示。分析可知,当 $\lambda=0$ 时系统LCL引入的谐振被抑制,而当 $\lambda=1$ 时又出现谐振,因此即使是引入了有源阻尼,电容电流采样滞后时,系统也会失稳。进一步研究 $\lambda=1$ 时,观察系统零极点随 k_{p1} 变化时的根轨迹(此处取 $K_1=0.5$),如图9b所示,可知当 $k_{p1}>4$ 时极点在单位圆外,系统已经失稳。

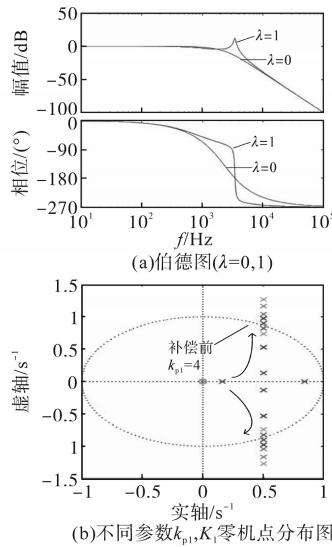


图9 不同参数系统稳定性分析

Fig.9 Stability analysis of systems with different parameters

4 电容电流反馈数字采样延时稳定性补偿策略

由上文可知,当谐振频率大于 $f_s/6$ 时, $R_{eq}<0$,这是导致采样滞后系统鲁棒性差的根本原因。本文将提出三种延时补偿策略,目的是使系统等效阻抗得到改善。传统的方法主要是对奈奎斯特曲线进行稳定性分析,本文在此基础上对各补偿策略的等效阻抗进行讨论,得到 R_{eq} 随频率变化的曲线。通过改善 R_{eq} 的大小,减少采样滞后对系统稳定性的影响。结合三种延时补偿策略对应

$$G_{z,G1} = \frac{2k_{p1}k_{p3}z^4 - k_{p1}k_{p3}z^3}{(CL_1L_2 + 2k_{p1}k_{p3}K_2 + L_1 + L_2)z^4 + (2CL_2K_1k_{p3} - 3CL_1L_2 - k_{p1}k_{p3}K_2 - L_1 - L_2)z^3 + (2L_1L_2 - 5CL_2K_1k_{p3})z^2 + (4CL_2K_1k_{p3} - CL_1L_2)z} \quad (10)$$

在此补偿策略下,将 k_{p1} 由0逐渐增大,得出

R_{eq} 的大小以及对应控制器增益的取值范围,选择出最适合的方案。

由3.3节分析可知,在电容电流反馈存在数字采样延时情况下,系统易处于不稳定状态。因系统存在采样延时,有源阻尼等效的虚拟阻抗不再为一个恒定的值,而是随着频率改变而改变,影响系统的相位特性导致其稳定性下降。因此增加了补偿控制器的控制框图如图10所示,其中 $G_c(z)$ 为数字延时补偿控制器。图11为针对图10的等效阻抗示意图。下文分析在不同类型补偿控制器情况下系统的稳定性。

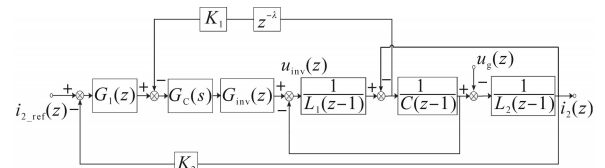


图10 加入补偿控制器后离散控制模型框图

Fig.10 Block diagram of discrete control model after adding compensation controller

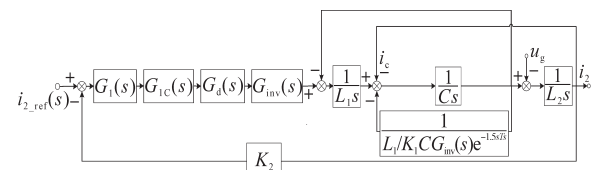


图11 补偿后等效并联阻抗

Fig.11 Equivalent parallel impedance after compensation

4.1 补偿控制器 $G_{1c}(z)$ 分析设计

设第 k 次采样周期控制器计算出来的占空比为 D_k ,第 $k-1$ 次采样周期控制器计算出来的占空比为 D_{k-1} ,利用线性预测的方法来补偿控制环路的延时,则修正第 k 次采样周期占空比 D_k ,如下式所示:

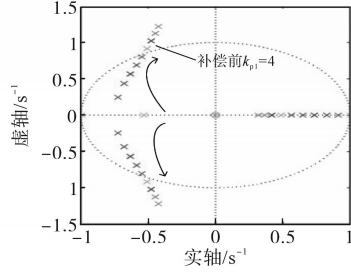
$$D_k = 2D_k - D_{k-1} \quad (8)$$

得到式(8)的传递函数如下式:

$$G_{1c}(z) = (2z - 1)/z \quad (9)$$

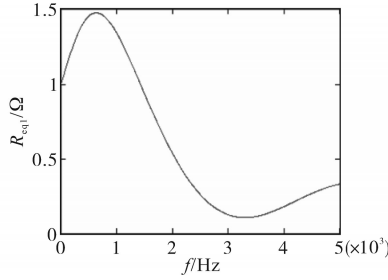
得到延时补偿后的传递函数如下式:

其零极点分布图如图12所示。

图12 加入补偿器 $G_{1C}(z)$ 后系统零极点分布图Fig.12 Distribution diagram of system zero and pole after adding compensator $G_{1C}(z)$

$$R_{eq1} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{2\cos(1.5\omega T_s) - \cos(1.5\omega T_s)\cos(\omega T_s) + \sin(1.5\omega T_s)\sin(\omega T_s)}{5 - 4\cos(\omega T)} \quad (12)$$

图13为等效电阻频率特性图。

图13 $R_{eq1}(\omega)$ 频率特性图Fig.13 $R_{eq1}(\omega)$ frequency characteristics

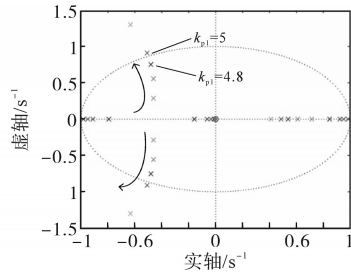
由图13可知,当谐振频率在 $(0, f/2)$ 内时,并联阻抗的电阻部分 $R_{eq1}(\omega)$ 恒为正值,有利于抑制

$$G_{i2_ref} = \frac{3k_{p1}k_{p3}z^4 - 2k_{p1}k_{p3}z^3}{(CL_1L_2 + 3k_{p1}k_{p3}K_2)z^4 + (3CL_2k_{p3}K_1 - 2k_{p1}k_{p3}K_2 - 3CL_1L_2 + L_1 + L_2)z^3 + (3CL_1L_2 - 8CL_2k_{p3}K_1 - L_1 - L_2)z^2 + (7CL_2K_1k_{p3} - CL_1L_2)z - 2CL_2K_1k_{p3}} \quad (15)$$

图14为加入补偿器 $G_{2C}(z)$ 后系统零极点分布图。由图14零极点分析,此时当 k_{p1} 逐渐由0增加到4.8时,极点都位于单位圆内,系统处于稳定状态。同理由图14可知在加入补偿控制器 $G_{2C}(z)$ 后系统的等效并联阻抗如下式:

$$R_{eq2} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{3\cos(2.5\omega T_s)\cos(\omega T_s) - 2\cos(2.5\omega T_s) + 3\sin(2.5\omega T_s)\sin(\omega T_s)}{[3\cos(\omega T_s) - 2]^2 + 9\sin^2(\omega T_s)} \quad (17)$$

图15为 $R_{eq2}(\omega)$ 频率特性图。

图14 加入补偿器 $G_{2C}(z)$ 后系统零极点分布图Fig.14 Zero-pole distribution of the system after adding compensator $G_{2C}(z)$

由图12可知,当外环电流控制器比例参数 k_{p1} 值由0增加到4时,系统极点都位于单位圆内,系统处于稳定状态。在加入补偿控制器 $G_{1C}(z)$ 后系统等效并联阻抗如下:

$$Z_{eq1} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)G_{1C}(s)} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)(2 - e^{-sT_s})} \quad (11)$$

令 $s=j\omega$,则可得 Z_{eq1} 的实部即为阻抗中的等效电阻 R_{eq1} ,如下式所示:

系统的谐振尖峰。

4.2 补偿控制器 $G_{2C}(z)$ 分析设计

进一步,在式(8)的基础上,加大对采样延时的修正力度,则第 k 次采样周期对应的占空比 D'_k 也可以设计如下式:

$$D'_k = D_k + 2(D_k - D_{k-1}) \quad (13)$$

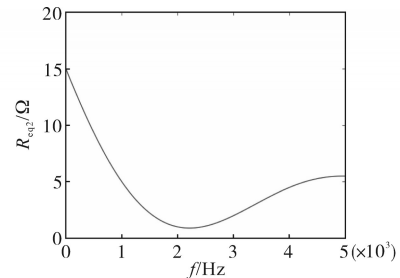
得到式(13)的传递函数如下式:

$$G_{2C}(z) = (3z - 2)/z \quad (14)$$

由于此时补偿控制器 $G_{2C}(z) = (3z - 2)/z$,因此在电容电流延时1拍时,补偿后传递函数如下式所示:

$$Z_{eq2} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)G_{2C}(s)} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)(3 - 2e^{-sT_s})} \quad (16)$$

令 $s=j\omega$,则可得 Z_{eq2} 的实部即为阻抗中等效电阻 R_{eq2} ,如下式:

图15 $R_{eq2}(\omega)$ 频率特性图Fig.15 $R_{eq2}(\omega)$ frequency characteristics

4.3 补偿控制器 $G_{3C}(z)$ 分析设计

与前两次补偿控制器设计类似,可以利用本

次和前两次控制器计算出来的占空比方法对实际占空比进行修正。修正第 k 次采样周期对应的占空比 D'_k 如下式:

$$D'_k = D_k + u(D_k - D_{k-1}) + (1-u)(D_{k-1} - D_{k-2}) \quad (18)$$

$$G_{23_ref} = \{(1+u)k_{p1}k_{p3}z^5 + (1-2u)k_{p1}k_{p3}z^4 + [(u-1)k_{p1}k_{p3}z^3]\} / \{[CL_1L_2 + (1+u)k_{p1}k_{p3}K_2]z^5 + [(1+u)k_{p3}K_1 + (1-2u)k_{p1}k_{p3}K_2 - 3CL_1L_2]z^4 + [3L_1L_2 + (u-1)k_{p1}k_{p3}K_2 - 2(1+u)k_{p3}K_1 + (1-2u)k_{p3}K_1 + L_1 + L_2]z^3 + [(1+u)k_{p3}K_1 + (4u-2)k_{p3}K_1 + (u-1)k_{p3}K_1 - CL_1L_2 - L_1 - L_2]z^2 + [(1-2u)k_{p3}K_1 + (2-2u)k_{p3}K_1]z + (u-1)k_{p3}K_1\} \quad (20)$$

R_{eq2} 随频率变化的曲线见图 15, 该图表明, 当加入补偿控制器 $G_{2c}(z)$ 后其等效并联电阻在 $(0, f_s/2)$ 频段内大于 0, 并联电阻呈现正电阻特性, 有利于谐振尖峰的抑制。由图 15 可知, 电流控制器比例系数 k_{p1} 的选取范围更大, $G_{2c}(z)$ 相比于控制器 $G_{1c}(z)$ 更利于提高系统的稳定性。

考虑到 u 取值越小, 式 (18) 中 $(D_k - D_{k-1})$ 所占比重则相应变低, 为提高占空比修正量的准确性, u 的取值应在 $(0.5, 1)$ 之间。当 $u=0.5$ 时, 求得其零极点分布图如图 16 所示, 可知在 $K_1=0.5$ 的情况下, 当 k_{p1} 逐渐增加至 1.5 时, 此时闭环极点位于单位圆外。当 $k_{p1}=2$ 时闭环极点刚好位于单位圆上, 继续增加到 $k_{p1}=4$ 时闭环极点依然分布在单位圆内。由图 16 分析得知, 当 k_{p1} 由 0 逐渐增加到 1.5 过程中, 系统由稳定状态向不稳定状态过渡; 当 $1.5 \leq k_{p1} \leq 2, K_1=0.5$ 时系统由稳定向临界稳定状态过渡; 当 $2 \leq k_{p1} \leq 4, K_1=0.5$ 时此系统处于稳定状

$$R_{eq3} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{[(1+u)\cos(2\omega T_s) + (1-2u)\cos(\omega T_s) + u - 1]\cos(3.5\omega T_s) + [(1+u)\sin(2\omega T_s) + (1-2u)\sin(\omega T_s) + u - 1]\sin(3.5\omega T_s)}{[(1+u)\cos(2\omega T_s) + (1-2u)\cos(\omega T_s) + u - 1]^2 - [(1+u)\sin(2\omega T_s) + (1-2u)\sin(\omega T_s)]} \quad (22)$$

得到其并联电阻频率特性图如图 17 所示。

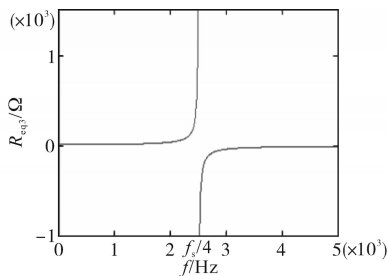


图 17 $R_{eq3}(\omega)$ 频率特性图

Fig.17 $R_{eq3}(\omega)$ frequency characteristics

可知当谐振频率 f_r 在 $(0, f_s/4)$ 频段内, 并联电阻呈现正电阻特性, 为系统提供正的阻尼, 抑制谐振尖峰。当 f_r 在 $(f_s/4, f_s/2)$ 内时, 电阻呈现负电阻特性, 为系统提供负的阻尼, 会放大谐振点的

得到传递函数如下式:

$$G_{3c}(z) = [(1+u)z^2 + (1-2u)z + u - 1] / z^2 \quad (19)$$

因此当加入补偿控制器 $G_{3c}(z)$ 时, 得到传递函数如下式所示:

态, 当 $k_{p1} > 2$ 时系统处于失稳状态。

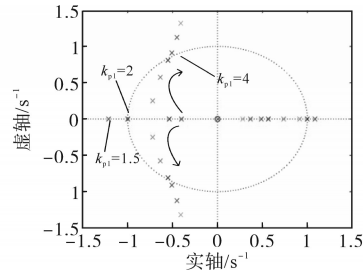


图 16 加入补偿器 $G_{3c}(z)$ 后系统零极点分布图

Fig.16 Distribution diagram of system zero and pole after adding compensator $G_{3c}(z)$

同理可以分析在加入补偿控制器 $G_{3c}(z)$ 后, 其等效并联阻抗为

$$Z_{eq3} = \frac{L_1 e^{3.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s) [(1+u)e^{2sT_s} + (1-2u)e^{sT_s} + u - 1]} \quad (21)$$

求得等效并联电阻为如下式所示:

尖峰。因此谐振频率由 0 逐渐增加到 $f_s/2$ 时, 在 $(f_s/4, f_s/2)$ 频段内, 系统的谐振尖峰会被放大, 不利于抑制谐振。 $G_{1c}(z)$ 可使得系统在频率大于 $f_s/6$ 时 $R_{eq1} > 0$, 但较于由 $G_{2c}(z)$ 得到的 R_{eq2} , 其等效阻值较小, 且控制器参数取值范围也较小。而采用 $G_{3c}(z)$ 使得频率大于 $f_s/4$ 时等效电阻为负, 与 $G_{1c}(z)$, $G_{2c}(z)$ 相比稳定性更差。综合上述分析, $G_{2c}(z)$ 对应的等效电阻 R_{eq2} 为最优, 且对应控制器参数范围更大, 更有利于系统的稳定, 因此最终选取 $G_{2c}(z)$ 为系统的采样滞后补偿策略。

5 仿真与实验

上文对所提出来的补偿策略做了理论分析, 为了验证本文方案的可行性, 通过 Matlab/Simulink

平台和基于TMS320F28335芯片的物理平台分别对其进行仿真和实验验证。

5.1 仿真模型

图18为LCL型NPC三电平有源电力滤波器仿真平台,逆变侧三相电感和网侧三相电感分别为155 μH,387 μH,三相滤波电容为72 μF。三

相电压互相对称且相电压幅值为311 V。取网侧电感电流反馈系数 $K_2=1$,负载为三相不控整流型阻感非线性负载,Matlab/Simulink仿真参数设定为:三相电网电压311 V,直流侧电容电压800 V,直流侧电容1 000 μH,开关频率20 kHz,采样频率10 kHz。

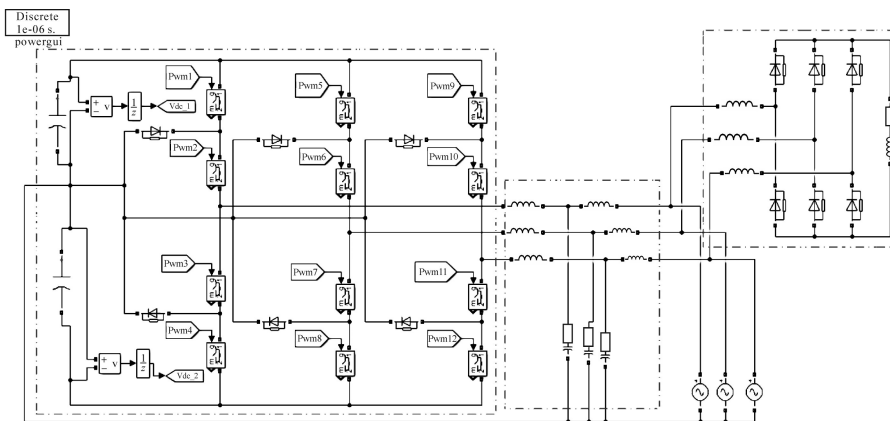


图18 LCL型有源电力滤波器原理框图

Fig.18 Principle block diagram of LCL active power filter

图19为加入电容电流反馈数字采样延时补偿策略前、后给定、反馈电流的仿真波形图。从图19a可看出在加入延时补偿控制策略前,由于控制采样延时导致电流控制效果差,经谐波补偿后反馈电流波形存在畸变,达不到系统补偿要求。从图19b可以看出,采用本文提出的数字补偿策略 $G_{2c}(z)$,补偿装置能够输出稳定的谐波补偿电流,反馈电流的跟踪效果好,没有明显畸变或振荡。此补偿策略很明显提高了LCL滤波器的稳定性,满足APF的补偿要求。

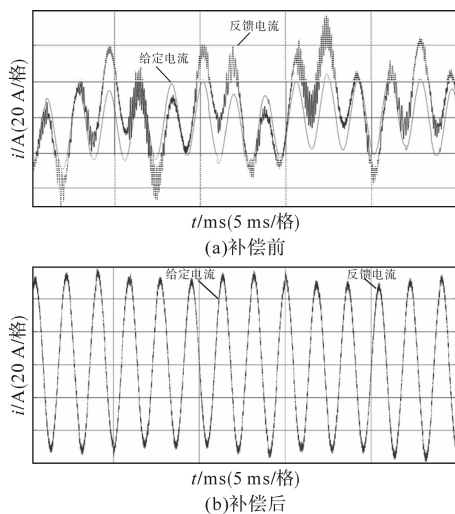


图19 补偿前、后给定、反馈电流波形

Fig.19 Given current and feedback current waveforms before and after compensation

5.2 实验验证

为了验证本文所提出的电容电流反馈数字采样延时补偿策略的有效性,实验搭建了额定容量75 kV·A的有源电力滤波器实验样机平台。系统的具体参数同仿真中一样。实验平台如图20所示,采用两个模块实行一发一补,即模块1(左)产生谐波电流,模块2(右)补偿发出来的谐波电流,以此来验证加入电容电流反馈延时补偿策略的有效性。

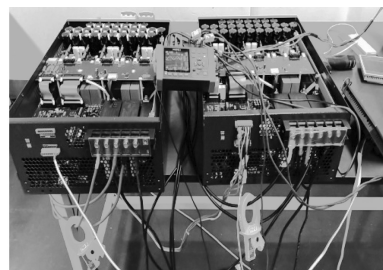


图20 有源滤波器互补对发实验平台

Fig.20 Active filter complementary counter experiment platform

为了达到实验前、后对比效果,先不加入延时补偿控制器环节,A相输出电流如图21a所示。补偿装置输出电流存在明显振荡,网侧波形畸变率高于国家标准5%,系统不稳定。

在加入了本文所提出来的电容电流反馈数字延时补偿策略后,图21b中, i_{load} 为模块1发出的5次谐波电流, i_{cap} 为模块2发出的补偿电流, i_{grid} 为网侧电流,网侧电流中的5次谐波基本消

除,可知采用延时补偿之后,网侧谐波电流得到较好抑制。

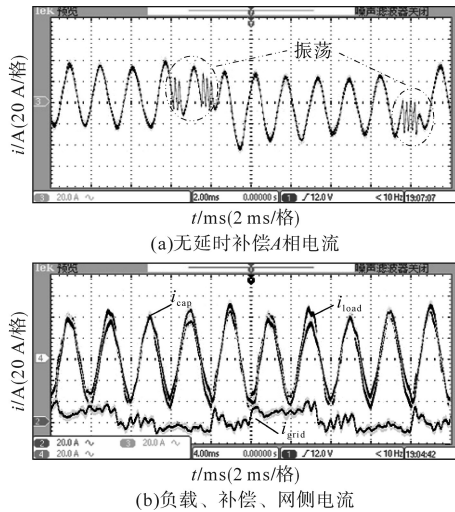


图21 补偿前、后电流对比图

Fig.21 Current comparison diagram before and after compensation

6 结论

本文在对传统有源阻尼策略分析的基础上,采用预测占空比补偿的策略方法,同时运用线性预测的方法提高补偿系统的稳定性。首先分析在加入补偿控制器前、后电容电流等效并联阻抗的频率特性。当带电容电流存在滞后的情况,系统将会出现负阻尼。利用针对电容电流反馈数字采样延时设计出三种补偿器,并通过改变其补偿控制器的离散类别,比较分析选取更有利于系统稳定的补偿控制器 $G_{2c}(z)$ 。最后对本文提出的补偿策略进行仿真和实验验证,证明了其可行性。

参考文献

[1] 李楠,胡艳梅.有源滤波器专利技术综述[J].电力学报,2016,31(6):480-485.
LI Nan, HU Yanmei. Overview of active power filter technology with patent analysis[J]. Journal of Electric Power, 2016, 31(6): 480-485.

[2] 张建忠,耿治,徐帅,等.一种有源电力滤波器的改进自适应谐波检测算法[J].电工技术学报,2019,34(20):4323-4333.
ZHANG Jianzhong, GENG Zhi, XU Shuai, et al. An improved adaptive harmonic detection algorithm for active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4323-4333.

[3] 王坚锋,胥芳,潘国兵,等.一种新型有源滤波器网侧电流双闭环控制方法[J].电力电子技术,2020,54(5):43-46.
WANG Jianfeng, XU Fang, PAN Guobing, et al. A novel grid side current double closed-loop control strategy of active power

filter[J]. Power Electronics, 2020, 54(5): 43-46.

[4] GUO W M, MU L H. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62.

[5] 李媛,方番,肖先勇,等.基于输入/输出线性化的准Z源逆变器光伏并网控制策略[J].高电压技术,2019,45(7):2167-2176.
LI Yuan, FANG Fan, XIAO Xianyong, et al. Grid-connected photovoltaic control strategy based on input-output linearization for quasi-Z-source inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2167-2176.

[6] 汪颖,罗代军,肖先勇,等.多逆变器并网下的超高次谐振特性分析[J].电力系统自动化,2020,44(1):192-199.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Analysis on supharmonic resonance characteristic with integration of multiple inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(1): 192-199.

[7] 潘国兵,郑智超,王坚锋,等.LCL有源电力滤波器分数阶快速型重复控制策略[J].电机与控制学报,2020,24(8):92-100.
PAN Guobing, ZHENG Zhichao, WANG Jianfeng, et al. Fractional fast repetitive control strategy for active power filter with LCL filter[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 92-100.

[8] 何国锋,徐德鸿.基于有源阻尼的多逆变器并网谐振抑制[J].电机与控制学报,2017,21(10):62-68.
HE Guofeng, XU Dehong. Resonance suppression for grid-connected multi-inverter based on active damping method[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 62-68.

[9] LEI Y, ZHAO Z, HE F, et al. An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters [C]//Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, Arizona: IEEE, 2011: 3816-3822.

[10] 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.

[11] 张宸宇,梅军,郑建勇,等.基于内置重复控制器改进无差拍的有源滤波器双滞环控制方法[J].电工技术学报,2015,30(22):124-132.
ZHANG Chenyu, MEI Jun, ZHENG Jianyong, et al. Active power filter double hysteresis method with improved deadbeat control based on built-in repetitive controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22): 124-132.

[12] 杨东升,阮新波,吴恒.提高LCL型并网逆变器电流控制性能的双采样模式实时运算方法[J].中国电机工程学报,2015,35(6):1445-1454.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A real-time com-

(下转第44页)

- HOU Jia, CHEN Qianhong, REN Xiaoyong. Loosely coupled transformer with mixed winding and electromagnetic shielding [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(18): 91-96.
- [10] 王智慧,胡超,孙跃,等. 基于输出能效特性的IPT系统磁耦合机构设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 26-31.
- WANG Zhihui, HU Chao, SUN Yue, et al. Design of magnetic coupler for inductive power transfer system based on output power and efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 26-31.
- [11] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, 2009: 2081-2088.
- [12] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [13] 黄伟义. 应用于旋转式无线励磁电源的松耦合变压器研究[D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2018.
- HUANG Weiyi. Research on loosely coupled transformer for rotating wireless excitation power supply[D]. Fuxin: Liaoning Technical University, 2018.
- [14] 吴新刚,田阳,刘羽,等. 一种新型电动汽车无线充电系统磁耦合机构[J]. 广东电力, 2018, 31(11): 72-78.
- WU Xingang, TIAN Yang, LIU Yu, et al. A novel magnetic coupling mechanism for wireless charging system of electric vehicle[J]. Guangdong Electric Power, 2018, 31(11): 72-78.
- [15] 唐云宇,祝帆,马皓. 应用于汽车无线充电的松散耦合变压器优化设计[J]. 电力电子技术, 2015, 49(10): 1-3.
- TANG Yunyu, ZHU Fan, MA Hao. Optimization design of loosely coupled transformer for wireless charging in vehicle applications[J]. Power Electronics, 2015, 49(10): 1-3.
- 收稿日期: 2021-08-13
修改稿日期: 2021-12-27

~~~~~  
(上接第38页)

- putation method with dual sampling modes to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1445-1454.
- [13] 谢文浩,刘一琦,王建曩,等. 提高LCL型并网逆变器阻抗重塑控制鲁棒性的延时补偿方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S1): 178-185.
- XIE Wenhao, LIU Yiqi, WANG Jianzhu, et al. A delay compensation method of the grid-connected inverter with LCL filter to improve robustness of the impedance shaping control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(S1): 178-185.
- [14] 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): 4813-4820.
- FANG Tianzhi, HUANG Chun, CHEN Naming, et al. A phase-lead compensation strategy on enhancing robustness of LCL-type grid-tied inverters under weak grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4813-4820.
- [15] HE Yuying, WANG Xuehua, RUAN Xinbo, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.
- 收稿日期: 2021-10-14  
修改稿日期: 2022-02-09