

基于IIR逼近的LCL型有源电力滤波器 自适应小数延迟重复控制

谢积锦^{1,2,4}, 黄文东¹, 申康¹, 刘斌³, 蒙宁佳^{1,2,4}, 张圆圆¹

(1. 北部湾大学 机械与船舶海洋工程学院, 广西 钦州 535011;

2. 广西海洋工程装备与技术重点实验室, 广西 钦州 535011;

3. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 330063;

4. 广西高校北部湾近海海洋工程装备与技术重点实验室, 广西 钦州 535011)

摘要: 为了提高LCL型并联有源电力滤波器的补偿效果, 提出了基于IIR滤波器的频率自适应小数延迟重复控制。通过根轨迹设计LCL的谐振抑制环路, 并将设计结果作为重复控制新的控制对象。所用IIR滤波器能够逼近由频率变化出现的小数延迟, 从而使重复控制的谐振频率与电网的基波及谐波频率相匹配。依次给出了自适应实现框图、逼近环节的相位特性及补偿环节的设计方法, 最后分析了系统的稳定性。仿真和实验验证了所提方法能够改善系统的稳态跟踪性能和THD。

关键词: 有源阻尼; 逼近; 重复控制; 最大平坦群延迟; 谐波

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd25615

Adaptive Fractional Delay Repetitive Control of LCL-type Active Power Filter Based on IIR Approximation

XIE Jijin^{1,2,4}, HUANG Wendong¹, SHEN Kang¹, LIU Bin³, MENG Ningjia^{1,2,4}, ZHANG Yuanyuan¹

(1. School of Mechanical and Marine Engineering, Beibu Gulf University, Qinzhou 535011, Guangxi, China;

2. Guangxi Key Laboratory of Ocean Engineering Equipment and Technology, Qinzhou 535011, Guangxi, China;

3. School of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, Jiangxi, China;

4. Guangxi Key Laboratory of Beibu Gulf Offshore Engineering Equipment and Technology, Qinzhou 535011, Guangxi, China)

Abstract: In order to improve the compensation effect of LCL-type shunt active power filter, a frequency adaptive decimal delay repetitive control based on IIR filter was proposed. The resonance suppression loop of LCL was designed through root locus and the design result was used as a new control object for repetitive control. The IIR filter used could approximate the decimal delay caused by frequency changes, thereby matching the resonant frequency of repetitive control with the fundamental and harmonic frequencies of the power grid. The adaptive implementation diagram, the phase characteristics of the approximation part, and the design method of the compensator in sequence were presented. Finally, the stabilities of the system were analyzed. Simulation and experimental verification show that the proposed method can improve the steady-state tracking performance and THD of the system.

Key words: active damping; approximation; repetitive control; maximum flat group delay; harmonic

近年来,随着“碳达峰、碳中和”目标的逐步实施,高比例新能源发电使得电网电力电子化趋势不可避免,非线性负载向电网注入了更多的谐

波和无功电流。2021年报道的美国得州大停电事故^[1],除了跟极端天气、孤立供电等因素有关外,也跟电网本身的谐波污染、惯量不足等有关。

基金项目: 国家自然科学基金(61963030)

作者简介: 谢积锦(1987—),男,硕士,讲师,主要研究方向为电力电子建模与控制技术、新能源发电,Email: xiejijin@163.com

通讯作者: 黄文东(1985—),男,硕士,讲师,主要研究方向为嵌入式控制技术、变换器优化设计,Email: 287927447@qq.com

LCL滤波的并联有源电力滤波器(shunt active power filter, SAPF)是一种有效的谐波补偿手段。

然而,LCL固有的谐振峰容易导致系统不稳定^[2-5]。常规的无源阻尼法和有源阻尼法在抑制谐振的同时会引入损耗以及增加传感器数量,而本文仅使用网侧电流反馈有源阻尼,不增加传感器数量。

SAPF的电流跟踪技术主要有:PI控制、滞环控制^[6]、比例谐振控制、重复控制等。PI控制对于给定由多种频率分量构成的不规则的指令电流,跟踪误差大。滞环控制开关频率不恒定会给系统的设计带来困难;比例谐振控制随着谐振项并联数量的增加,各谐振项之间相互影响^[7-8],系统将变得复杂,甚至不稳定^[9]。基于内模原理的重复控制(repetitive control, RC)在各次频率点处具有无穷大增益,相当于多个谐振控制项并联^[10],有利于增加补偿的谐波次数,且可在z域直接设计。

实际的供电系统(例如电网末梢或微电网等)中,电网频率波动时有发生,最新修订的IEEE Std C37.118.1a规定电力系统最大频率偏差可达5 Hz^[11]。在频率变化时,重复控制器的延迟拍数 $N(N=f_s/f_r, f_s$ 为采样频率, f_r 为电网基波频率)极可能为小数。传统重复控制(general repetitive control, GRC)频率变化前后对 N 采取四舍五入近似取整,舍入误差导致重复控制所有谐振点偏离真实基波频率及其对应次数的谐波频率点,导致控制器在真实谐波频率处的增益略有下降,误差衰减能力变弱。文献[7, 12-13]提出改变采样频率确保 N 为固定整数的频率自适应方法,但数字控制时系统的采样中断、控制器及滤波器的离散化等都与采样频率密切相关,容易牵一发而动全身,不易实现,可能会使系统变为时变系统,增加控制的复杂性^[14-16]。文献[17]通过多个重复控制内模的并联降低了频率敏感性,其本质和引入内模系数 Q 一样,都能拓展各次谐振点处的带宽,使得理想谐振变为准谐振,是一种较为实用的抑制频率变化对重复控制影响的方法。文献[18]基于特殊滤波器在线调整 N 值,但仅限于整数调整,对小数无法逼近。文献[19-20]基于Padé法实现s域小数延迟部分逼近,再使用突斯汀法转换至z域,并非在z域直接设计,也没有对近似部分的频率特性进行深入分析。文献[21]将延迟部分用欧拉公式展开获得一阶多项式逼近,实现了自适应小数延迟,用的是FIR滤波器逼近^[22]。文献

[23]提出的改进FARROW结构也是基于FIR。目前,基于IIR滤波器逼近的相关研究还较少。

本文在输出电流前馈有源阻尼(output current feedforward active damping, OCFAD)抑制LCL型SAPF谐振峰的基础上,并基于“级联+前馈”重复控制架构,提出了基于IIR滤波器逼近的自适应在线抗频率扰动重复控制器(adaptive online against frequency disturbance repetitive controller, AOAFDRC)。

1 有源电力滤波器工作原理

单相SAPF控制架构如图1所示。其中, v_s, i_s, u_d, C_d 分别为电网电压、电网进线电流、SAPF直流储能电压、直流侧储能电容; R, C_r 和二极管桥组成非线性负载; L_1, L_2 和C构成LCL型滤波器, i_1, i_2, i_c 分别为滤波器逆变侧电流、APF补偿电流、电容电流。

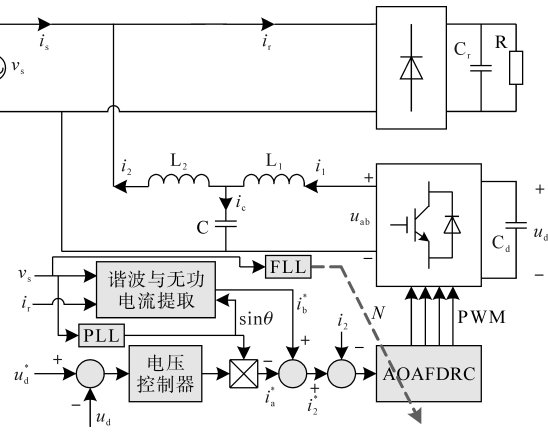


图1 SAPF控制框图

Fig.1 Control block diagram of SAPF

谐波与无功电流提取环节根据 v_s 和 i_s 获得非线性负载中的谐波和无功电流 i_b^* ,而电压外环给定量 u_d^* 与反馈量 u_d 经电压控制器及锁相环PLL得到与有功能量相关的指令电流 i_a^* ,用于补偿SAPF产生的损耗及维持母线电压 u_d 稳定^[4]。将电压环指令 i_a^* 取反加上 i_b^* 得到所需补偿的电流指令 i_c^* ,补偿电流跟踪控制环节基于级联前馈架构及AOAFDRC实现有效补偿(图中虚线箭头代表自适应在线调整),最终使得 i_c 正弦化并与 v_s 同频同相,提高功率因数,减小谐波。

2 根轨迹设计OCFAD环路

考虑电感器 L_1 和 L_2 的等效电阻 r_1 和 r_2 ,由图1推得从 $u_{ab}(s)$ 至 $i_2(s)$ 的数学模型 $G_1(s)$:

$$G_1(s) = \frac{i_2(s)}{u_{ab}(s)} = \frac{1}{k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} k_3 &= L_1 L_2 C \\ k_2 &= (r_1 L_2 + r_2 L_1) C \\ k_1 &= L_1 + L_2 + r_1 r_2 C \\ k_0 &= r_1 + r_2 \end{aligned}$$

可见, LCL为3阶被控对象,且其Bode图存在谐振尖峰,影响系统的稳定性,有效的办法是增加谐振峰处的阻尼。

在LCL无源阻尼方法中效果较好的为在滤波电容C上并联阻尼电阻,当阻尼电阻较小时可有效抑制LCL的谐振峰,但是过小的阻尼电阻将会产生较大的损耗。基于此,有学者提出了有源阻尼法,其中效果较好的为电容电流反馈有源阻尼,如图2a所示。图中, $C(s)$ 为电流调节器, k_{AD} 为电流反馈系数,此时式(1)系数变为: $k_2=(r_1 L_2 + r_2 L_1 + L_2 k_{AD})C$, $k_1=L_1 + L_2 + (r_1 r_2 + r_2 k_{AD})C$, k_3, k_0 不变。

电容电流反馈法能达到与并联电阻一样的阻尼效果,但需增加传感器及检测I/O数量,成本高。为减少传感器及构建单电流反馈架构,将图2a变换为图2b,图2b虽然比图2a省去了电容电流反馈(只有 i_2 反馈),但存在两方面缺陷:1) v_s 经过一阶微分 sCk_{AD} 前馈至主通道,会将 v_s 中的背景谐波放大并引入调制信号,进而导致 i_2 谐波含量增大;2) i_2 通过纯二阶微分 $s^2 L_2 C k_{AD}$ 反馈到主通道,导致系统阶数增高且纯微分环节实现时易放

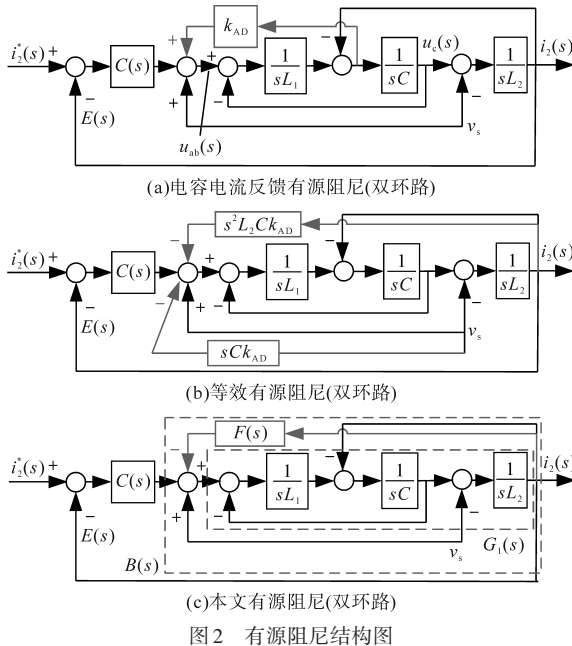


图2 有源阻尼结构图

Fig.2 Structure diagram of active damping

大高频噪声,系统的鲁棒性也较差。本文忽略 v_s 的一阶反馈项,直接将二阶微分用滤波器 $F(s)$ 替代得到OCFAD方法,如图2c所示, $B(s)$ 为抑制谐振后的传函。滤波器 $F(s)$ 的传递函数如下式:

$$F(s) = -\frac{k_f s}{s + \omega_0} \quad (2)$$

式中: k_f, ω_0 分别为滤波器系数及带宽。

$F(s)$ 在关键特性上与 $s^2 L_2 C k_{AD}$ 接近,即:在高频段,与二阶纯微分一样具有 180° 的相位且对反馈信号进行放大;在低频段,则对反馈信号进行衰减,如图3所示。引入 $F(s)$ 前馈相当于提前将 i_2 中的谐振分量提取并进行高增益控制以抑制谐振峰,图4虚线为用OCFAD抑制谐振后 $B(s)$ 的Bode图,谐振峰已经消失。

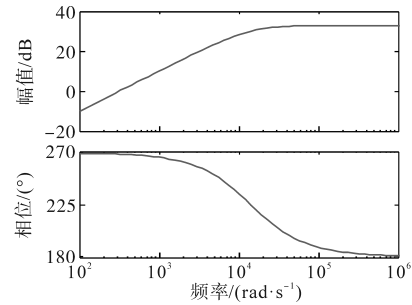


图3 $F(s)$ 的伯德图

Fig.3 Bode diagram of $F(s)$

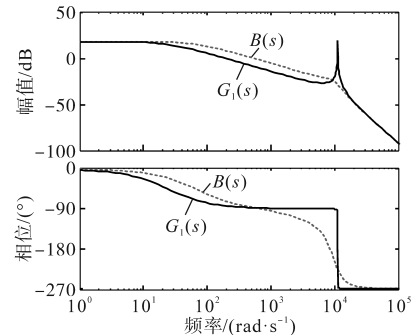


图4 谐振抑制效果

Fig.4 Resonance suppression effect

设从 $u_d(s)$ 至 $u_{ab}(s)$ 的传递函数为 $U(s)$,为加快APF电流补偿环的快速性, $C(s)$ 采用比例调节器,设其增益设为 k_L 。此时,由图2c得到比例控制时的开环传递函数为

$$G_2(s) = \frac{k_L U(s) G_1(s)}{U(s) G_1(s) F(s) + 1} \quad (3)$$

为进行数字设计,将 $U(s)$ 近似为1,并将式(3)各环节进行离散化得到 $G_2(z)$,然后绘制出以 k_L 为开环放大倍数的 z 域根轨迹如图5所示。图中零极点相互抵销的地方根轨迹不经过,由轨迹变化曲线可知,当 $k_L \in [0, 27]$ 时闭环系统稳定。综

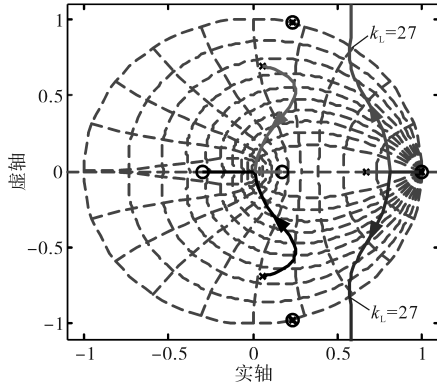


图5 开环根轨迹

Fig.5 Open loop root locus

合考虑 APF 快速跟踪指令电流的需要及系统稳定性,取 k_L 为 7.5,此时图 2c 的闭环传递函数为

$$G_3(z) = \frac{0.04078z^3 + 0.1412z^2 + 0.01491z - 0.007069}{2.13z^4 - 1.738z^3 + 1.478z^2 - 0.8557z + 0.309} \quad (4)$$

3 自适应小数延迟重复控制

RC 内模如图 6a 小虚线框所示,其 z 域模型 $G_{rc1}(z)$ 如下:

$$G_{rc1}(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}Q(z)} \quad (5)$$

其中, z^{-N} 实现信号延迟; $Q(z)$ 影响带宽,一般设置为低通滤波器或者小于 1 且接近 1 的一个常数,目的是提高内模的稳定性并确保有较好的误差衰减。RC 在使用时,首先要增加一个低通滤波环节 $L(z)$ 以改善被控对象 $B(z)$ 在高频段的衰减率及稳定性;其次还要增加相位超前环节 z^p 用于补偿 $B(z)$ 和 $L(z)$ 造成的相位滞后,如图 6a 大虚线框所示,此时 RC 的传函变为

$$G_{rc2}(z) = \frac{z^{-N}z^pL(z)}{1 - z^{-N}Q(z)} \quad (6)$$

传统 RC 环路采用 $G_{rc2}(z)$ 与 $C(z)$ 并联作用于 $B(z)$;亦有图 6b 的串联结构。本文将 $G_{rc2}(z)$ 与 $C(z)$ 级联并附加 i_2^* 前馈,得到文献[15]中的“级联+前馈”重复架构,然后将图 2c 的闭环传函 $G_3(z)$ (含经过谐振抑制得到的 $B(z)$) 作为本文重复控制的最终控制对象,如图 6c 所示。 $C(z)$ 实现阻尼及快速性控制, $G_{rc2}(z)$ 实现谐波的精确补偿。

3.1 AOAFDRC 设计

延迟环节 z^{-N} 可展开为:

$$z^{-N} = e^{-sNT_s} = e^{-j\omega NT_s} = |1| \angle -\omega NT_s \quad (7)$$

可见,其具有线性的相位特性,而 IIR 滤波器通过合理的设计可实现该特性^[24]。本文基于 IIR 滤波

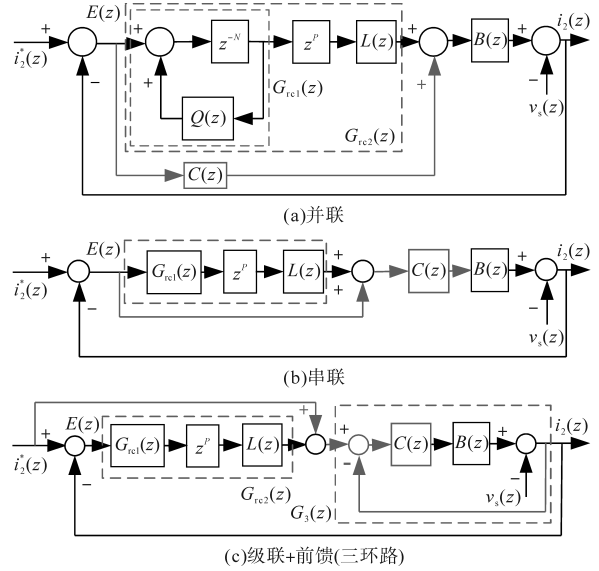


图6 重复控制结构图

Fig.6 Structure diagram of repetitive control

器构建新型的抗电网频率扰动小数延迟重复控制。

引入最大平坦群延时 M 阶 IIR 滤波器, d_m 为其系数。令 $z^{-N} = z^{-N_1}z^{-A} = z^{-N_1}z^{-(M+X)}$, 其中 N_1+M 为 N 的整数部分, $X=A-M$ 为 N 的小数部分, M 为滤波器的阶数,当 $M-0.5 \leq A \leq M+0.5$ (即 $-0.5 \leq X \leq 0.5$) 时,该滤波器稳定。用下式逼近小数延迟环节(即令 $G_4(z) \approx z^{-A} = z^{-(M+X)}$):

$$G_4(z) = \frac{z^{-m} + d_1z^{-(m-1)} + \dots + d_{m-1}z^{-1} + d_m}{d_mz^{-m} + d_{m-1}z^{-(m-1)} + \dots + d_1z^{-1} + 1} \quad (8)$$

根据 IIR 滤波器设计原理,可推出 $G_4(z)$ 的系数 d_m 如下:

$$d_m = (-1)^m \begin{bmatrix} M \\ m \end{bmatrix} \prod_{i=0}^{M-m} \frac{A-M+i}{A-M+i+m} \quad m = 1, \dots, M \quad (9)$$

其中 $\begin{bmatrix} M \\ m \end{bmatrix} = \frac{M!}{m!(M-m)!}$

阶数 M 不同时, d_m 的表达式如表 1 所示。理论上 M 越大, $G_4(z)$ 越接近 z^{-A} , 但过大的 M 会增加计算量。综合考虑近似精度及计算量,文中取 $M=3$, 并有下列所示 3 阶逼近式:

$$G_5(z) = z^{-(3+X)} \approx \frac{z^{-3} + d_1z^{-2} + d_2z^{-1} + d_3}{d_3z^{-3} + d_2z^{-2} + d_1z^{-1} + 1} = \frac{y(k)}{x(k)} \quad (10)$$

为减少延迟环节数,采用倒置型结构,对应的在线自适应抗频率波动算法框架如图 7 所示(虚线箭头代表自适应调整,实线双箭头代表近

似)。数字迭代式如下式:

$$\begin{cases} y(k) = d_3x(k) + d_2x(k-1) + d_1x(k-2) + x(k-3) - \\ \quad d_1y(k-1) - d_2y(k-2) - d_3y(k-3) \\ x(k-1) = x(k) \\ x(k-2) = x(k-1) \\ \vdots \\ y(k-1) = y(k) \\ y(k-2) = y(k-1) \\ \vdots \end{cases} \quad (11)$$

式中: $x(k)$, $x(k-1)$ 或 $y(k)$, $y(k-1)$ 分别为抗频率波动环节 $z^{-(3+X)}$ 的第 k 次、第 $(k-1)$ 次输入或输出采样值,其它依此类推。

表1 不同 M 值时的系数

Tab.1 Coefficients under different M values

	$M=1$	$M=2$	$M=3$
d_1	$\frac{1-A}{1+A}$	$\frac{-2(A-2)}{A+1}$	$\frac{-3(A-3)}{A+1}$
d_2	0	$\frac{(A-1)(A-2)}{(A+1)(A+2)}$	$\frac{3(A-2)(A-3)}{(A+1)(A+2)}$
d_3	0	0	$\frac{-(A-1)(A-2)(A-3)}{(A+1)(A+2)(A+3)}$

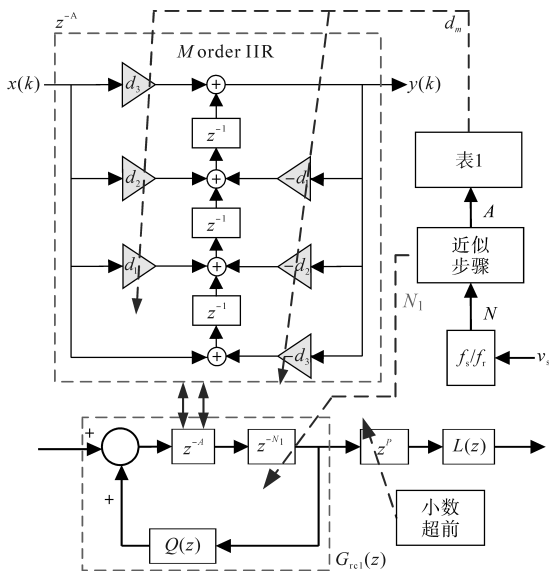


图7 AOAFDRC实现框图

Fig.7 Diagram for AOAFDRC implementation

为增强准确性,近似时需确保 $-0.5 \leq X \leq 0.5$ 。详细步骤如下:1)选定 M (文中为3阶);2)根据 $N = N_1 + A = N_1 + M + X$ 确定 N_1 ,使 $-0.5 \leq X \leq 0.5$;3)确定 $A = N - N_1$,并代入式(9)或表1计算 d_m ;4)运用式(11)实现。例如:设采样时间 $T_s = 100 \mu s$ (即 $f_s = 10$ kHz), v_s 频率 $f_i = 50$ Hz,选定 $M = 3$;当 $f_i = 50.3$ Hz时, $N = 198.8072$,令 $N_1 = 196$,使得 $X = -0.1928$,此时 $A = 2.8072$;当 $f_i = 49.7$ Hz时, $N = 201.2072$,令 $N_1 = 198$,

使得 $X = 0.2072$,此时 $A = 3.2072$ 。当采用GRC方法时, N 近似取整为199和201,忽略 N 的小数部分。

在以上两种频率下,分别采用上述两种方式逼近式(5)时的伯德图对比如图8、图9所示,虚线为所提方法。两图还展示了9次谐波附近的放大效果,表2为其它谐振点对比数据。可见,当频率偏移 ± 0.3 Hz时,GRC方法各谐振点比理论值偏移($\pm n \times 0.05$) Hz(n 为谐波次数),谐振点确实有小范围波动;所提方法谐振点逼近理想值的效果稍好些,抗频率波动能力稍强。本文在GRC基础上引入自适应小数延迟,可提升补偿效果。

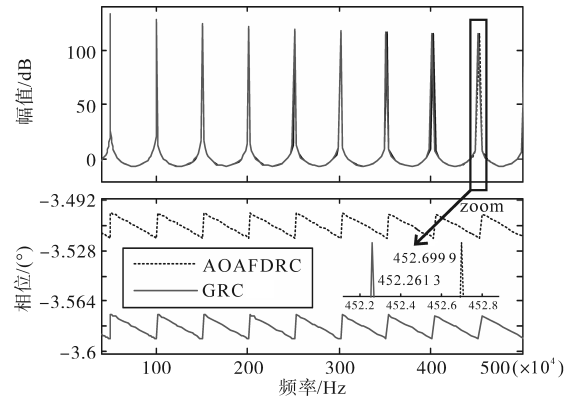


图8 频率为50.3 Hz时的伯德图对比

Fig.8 Comparison of Bode plots at the frequency of 50.3 Hz

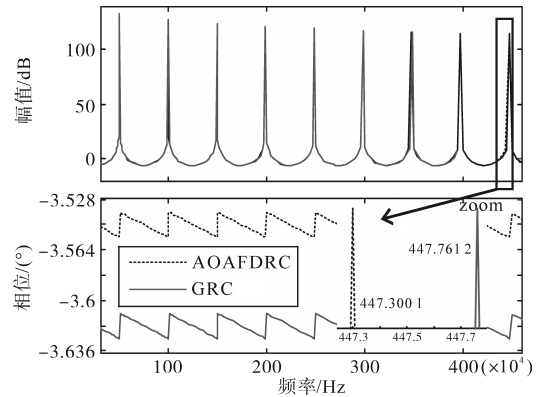


图9 频率为49.7 Hz时的伯德图对比

Fig.9 Comparison of Bode plots at the frequency of 49.7 Hz

表2 谐振点对比

		Tab.2 Comparison of resonance points					Hz
		谐波次数	1	3	5	7	17
$f_i = 50.3$ Hz, 左偏	AOAFDRC	50.3	150.9	251.499	352.099	855.099	
	理想值	50.3	150.9	251.5	352.1	855.1	
	GRC	50.251	150.753	251.256	351.758	854.271	
$f_i = 49.7$ Hz, 右偏	AOAFDRC	49.7	149.1	248.5	347.901	844.901	
	理想值	49.7	149.1	248.5	347.9	844.9	
	GRC	49.751	149.253	248.756	348.258	845.771	

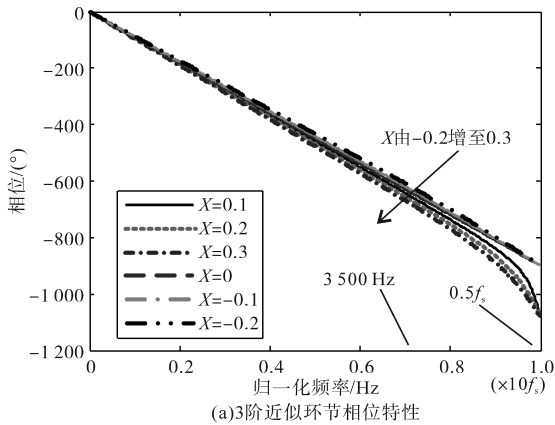
对于式(8),由于IIR滤波器没有增益失真,

重要的是要考察其相频特性。为保证较好的重复控制效果,期望近似式具有线性相位特性(对于不同频率输入,群延迟时间不变)。群延迟时间 δ_g 如下:

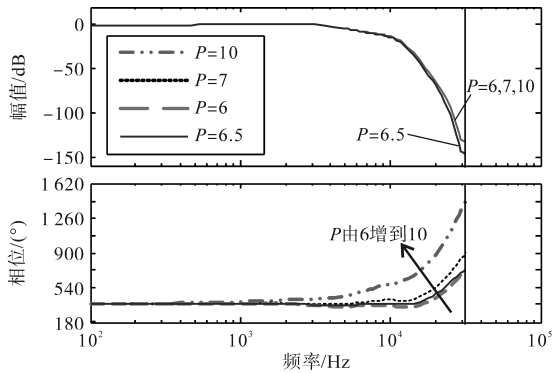
$$\delta_g(\omega) = -d\varphi_{G_4}(\omega)/d\omega \quad (12)$$

式中: $\varphi_{G_4}(\omega)$ 为式(8)的相位频率特性。

图10给出了式(10)在 $-0.2 \leq X \leq 0.3$ 时的相位特性,图10a中横坐标为按奈奎斯特频率(π/T_s)归一化后的频率值。可见,相位曲线在较大范围的频带内均表现为线性一次函数(不同斜率代表不同延迟 $3+X$)。结合式(12)可知:近似式在较宽频带内对于不同频率的输入群延迟时间 δ_g 基本不变,满足线性相位,对1500 Hz(30次)以下的谐波分量都能有效抑制,甚至线性度还有较大的裕量,进一步证明了新方法能满足APF对谐波的补偿要求。



(a)3阶近似环节相位特性



(b)不同超前补偿拍数的补偿效果

图10 相位特性

Fig.10 Phase characteristics

3.2 补偿器设计

文中 $Q(z)$ 设计为零相移一阶低通滤波器以提高内模的稳定性,如下式所示:

$$Q(z) = h_1 z^{-1} + h_2 + h_1 z \quad (13)$$

其中

$$2h_1 + h_2 = 1$$

为确保APF能补偿前30次谐波,设置 $Q(z)$

的带宽为2460 Hz,此时 $h_1=0.15$ 。

按补偿器的设计步骤,首先设计 $L(z)$ 用以补偿 $G_3(z)$ 的整体特性并确保 $G_3(z)L(z)$ 的低频段增益较为平坦。为补偿前30次谐波,将补偿器 $L(z)$ 设计为截止频率为2000 Hz的四阶Butterworth低通滤波器,其传递函数为

$$L(z) = \frac{(3.25z^4 + 13z^3 + 19.5z^2 + 13z + 3.25) \times 10^{-2}}{z^4 - 1.1z^3 + 0.9z^2 - 0.3z + 0.04} \quad (14)$$

接着设计超前环节 z^P 补偿 $G_3(z)L(z)$ 造成的滞后,不同 P 值补偿后的伯德图见图10b。显然, P 取6拍或7拍都不是最优,效果较好的应为6~7拍之间的小数拍,如6.5拍。此处仍采用前文近似方法对小数拍进行近似。为将延迟变为超前,用 z^{-1} 替代式(10)中的 z 即得到小数超前环节近似表达式:

$$z^P = z^{N_1} z^{3+X} \approx z^{N_1} \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}}{a_3 + a_2 z^{-1} + a_1 z^{-2} + z^{-3}} \quad (15)$$

相关系数计算方法和表1一样。

3.3 稳定性分析

由图6c可推得 i_2^* 至 i_2 的闭环传递函数如下:

$$G_6(z) = \frac{G_3(z)[1 + G_{rc2}(z)]}{1 + G_{rc2}(z)G_3(z)} = \frac{[z^P L(z) + z^N - Q(z)]G_3(z)}{z^N - Q(z) + z^P L(z)G_3(z)} \quad (16)$$

将小数延迟近似环节 $z^{-N} = z^{-(N_1+M+X)} = z^{-N_1} G_5(z)$ 代入式(16),得到下式:

$$G_6(z) = \frac{[z^P L(z)G_5(z) + z^{N_1} - Q(z)G_5(z)]G_3(z)}{z^{N_1} + [z^P L(z)G_3(z) - Q(z)]G_5(z)} \quad (17)$$

根据稳定性准则,系统稳定的充分条件为式(17)的特征根位于单位圆内(即 $|z| < 1$),具体如下式所示:

$$z^{N_1} + [z^P L(z)G_3(z) - Q(z)]G_5(z) = 0 \quad |z| < 1 \quad (18)$$

由式(18)得到系统稳定的充分条件如下:

$$G_{mod}(z) = |G_5(z)Q(z) - z^P L(z)G_3(z)G_5(z)| < 1 \quad (19)$$

由于Nyquist曲线为模值和幅角的频率特性曲线,本文采用Nyquist曲线判断式(19)的条件是否成立。具体为:当频率 ω 由0增加至奈奎斯特频率 π/T_s 时,在 z 平面上绘出 $G_{mod}(z)$ 的Nyquist曲线,若曲线不超出单位圆,则系统的特征根位于左半平面,系统稳定。不同电网电压频率时,新

方法与传统方法的奈氏曲线对比如图11a、图11b所示,可见,曲线皆位于单位圆内,证明新系统是稳定的,新方法并没有改变原方法的稳定性。

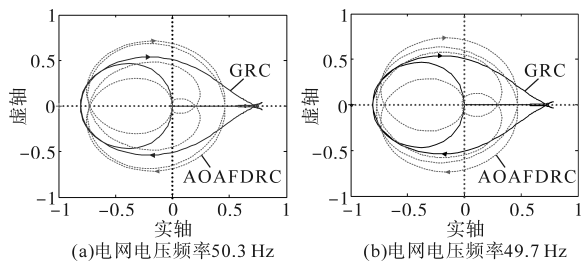


图11 奈奎斯特轨迹图对比

Fig.11 Comparison of Nyquist diagram

4 仿真

使用 Matlab 可编程电源模块模拟频率变化,基于 S-Function 进行算法编程,对采用 GRC 方法和 AOAFDRC 方法的 APF 进行对比仿真。主要参数为:电网电压 220 V/50 Hz,采样周期和开关周期 T_s 均为 100 μ s; $u_d^*=400$ V, $C_d=2\ 000$ μ F, $R=120$ Ω , $C_r=1\ 000$ μ F, $L_1=4$ mH, $L_2=1$ mH, $r_1=0.1$ Ω , $r_2=0.02$ Ω , $C=7$ μ F; 滤波器 $F(s)$ 的系数 $k_f=45$, $\omega_0=14\ 079$ rad/s; $G_d(z)$ 的阶数 $M=3$ 。

将非线性负载电流中的谐波提取出来,然后引入电压外环输出的有功电流指令获得总的指令电流,图12给出了 v_s 为 55 Hz 时检测得到的基波、总谐波及 3 次谐波含量 (v_s 衰减了 10 倍,下同)。可见,总谐波图形很不规则,由多种频率分量构成,这对控制器跟踪性能是巨大挑战。

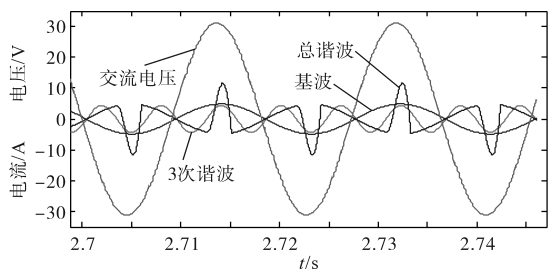


图12 非线性负载的谐波

Fig.12 Harmonics of nonlinear load

仿真中模拟 v_s 的频率发生扰动来验证新算法的控制效果。设置 v_s 由额定频率 50 Hz 在 $t=0.2$ s 后逐渐变化为 55 Hz (此时出现小数拍),进行对比仿真:采用 GRC 控制 ($N=182$, 相位超前 $z^p=z^7$ 为整数拍);采用 AOAFDRC 控制 (近似滤波器的系数在线调整, $z^p=z^{6.5}$ 使用小数拍)。图13给出了两种情况的仿真波形,包括电源电压 v_s 、给定补偿电流 i_s^* 、反馈电流 i_s 。

图13a中, $t=0.2$ s前,频率为额定值,补偿效果较好。 $t=0.2$ s后,逐渐变为 55 Hz, GRC 方法高增益谐振点小范围偏离电网基波及其各次谐波频率点,使得跟踪能力略有下降。跟踪误差主要发生在指令电流斜率出现较大变化处,其余地方的跟踪效果变化不大。图13b采用了 AOAFDRC 方法,频率变化后重复控制器能够匹配出现的小数延迟,使高增益谐振点工作在基波及谐波频率点上,跟踪效果稍好于前者。图13c、图13d分别为电流 i_s 的 THD 及跟踪误差对比图,两种方法都能一定程度衰减跟踪误差及改善进线电流 THD (未改善前电流 i_s 的 THD 为 53.6%),新方法在误差衰减方面有一定优势。

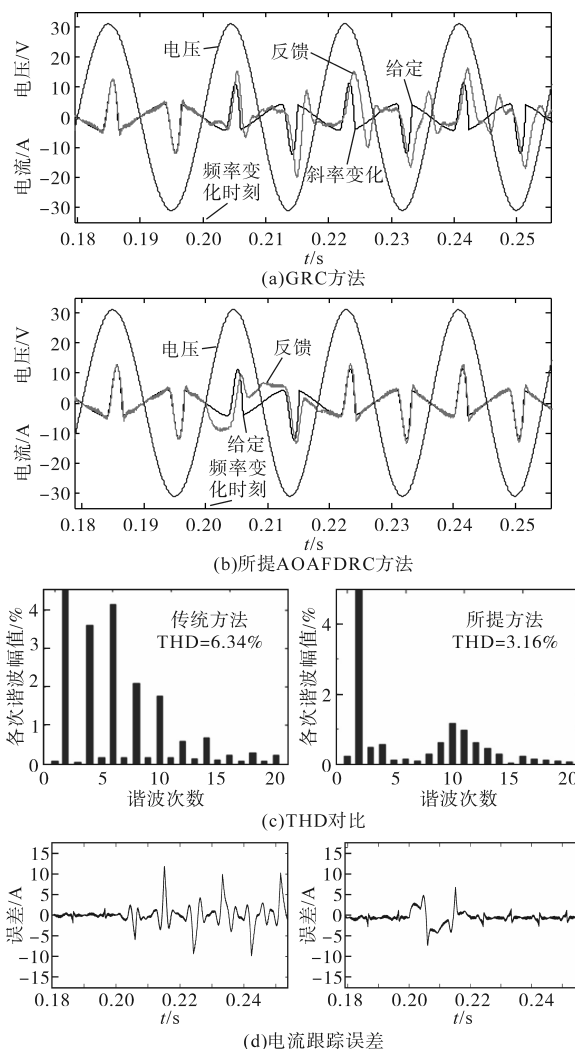


图13 电流给定和反馈

Fig.13 Reference and feedback of currents

5 实验

为验证方法的有效性,研制了容量为 6 kV·A 的样机,并进行了对比测试,图14为实验框图。

为提高可靠性,实验中加入纯阻负载并使功率流满足 $P_3+P_4>P_2$ 。选择 Chroma 61860 四象限电网模拟器模拟电网频率偏移,控制算法基于TI浮点DSP芯片 TMS320F28335 实现。示波器用 Tektronic DPO2024;隔离电流探夹为 Tektronic A622;电压差分探头为 SI-9110;谐波分析用 Fluke 43B,其它参数和仿真参数一致。

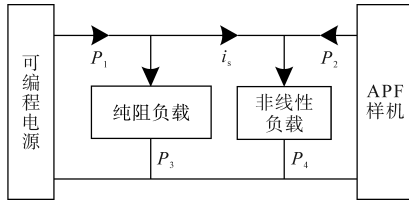


图14 实验方案

Fig.14 Experimental scheme

一般情况下,APF启动前其母线支撑电容的能量已基本耗尽,为避免突然投入时导致过流而损坏器件,APF补偿谐波前首先要给电容预充电至大概 300 V,然后加入内外环控制,使APF工作在能量双向流动状态并维持直流侧电压为 400 V。待 u_d 建立起来后,根据需要再切入谐波补偿,如图 15 所示。

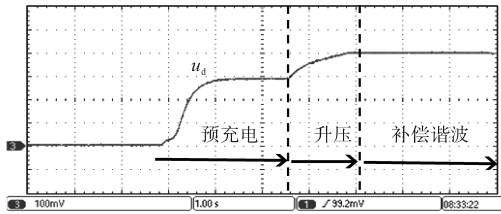


图15 直流侧电压变化过程

Fig.15 DC side voltage variation process

图 16 给出了电网频率为 55 Hz 时,GRC 方法控制下的电压、电流波形。由图 16a 可看出采用 GRC 控制时,能够实现谐波补偿改善进线电流 i_s 及提高功率因数(未补偿前 THD 为 61.3%,功率因数为 0.73),不足之处是 i_s 正弦度稍弱,测得其 THD 为 8.43%。图 17 展示了相同频率下使用 AOAFDRC 方法时的电压、电流波形。与图 16a 对比,图 17a 进线电流 i_s 正弦度有所改善,测得其 THD 为 3.45%,表明非线性负载的谐波在 GRC 方法的基础上得到了进一步的补偿。

通过上位机软件,利用 DSP 的 SPI 串口读取程序中的变量数据并绘出可视化的图形,能够提高装置的研发效率。图 16b、图 17b 展示了不同控制方法时,补偿电流给定 i_2^* 和反馈电流 i_2 的波形。可见,GRC 方法和 AOAFDRC 方法都能较好地跟踪给定电流 i_2^* ,其中后者的跟踪精度稍强一些。

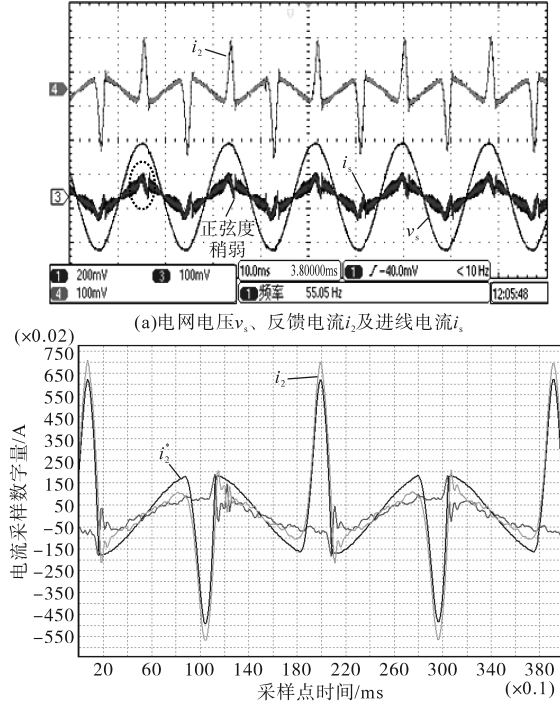


图16 GRC方法

Fig.16 The GRC method

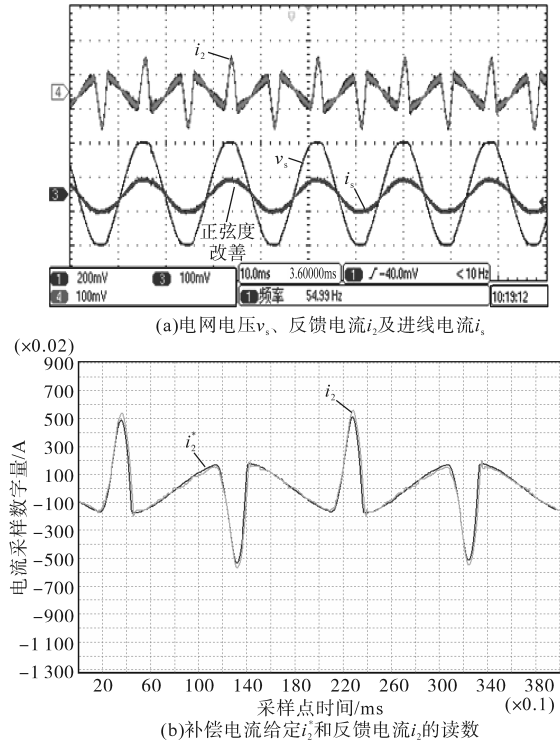


图17 所提AOAFDRC方法

Fig.17 Proposed AOAFDRC method

实验中观察到:采用前文两种方法,补偿后的负载电流 i_s 较未补偿前都有一定程度的放大。其原因未必是控制器导致^[2],也可能和非线性负载的特性有关(本文为电压型非线性负载),详细可参考文献[5],后续论文将进一步研究。

图18绘出了在不同输入电压频率时,采用所提方法和GRC方法测得的进线电流THD对比曲线,48~50 Hz频率变化步长为0.5 Hz,50~55 Hz频率变化步长为1 Hz。可见,传统方法在输入电压频率变化时,控制器性能有所下降,所提方法对小数延迟具有一定的适应能力,补偿效果有所改善。

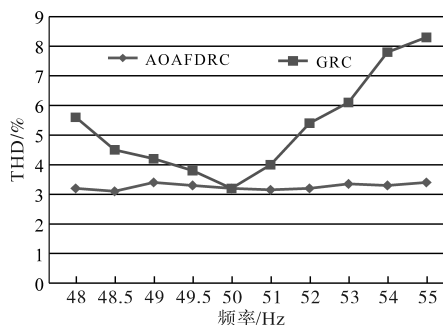


图18 THD比较

Fig.18 Comparison of THD

值得说明的是,虽然GRC方法在误差衰减、指令跟踪等方面稍弱于本文方法,但其仍然具有广泛的应用性,并经过了较多的实践检验。不能因为其暂时不能匹配小数延迟而否定其作用,毕竟本文测试工况较为恶劣,实际中频率大范围偏差时间是不长的,因为电力系统也会有调频措施来恢复频率。本文方法也有自身的局限性,譬如近似滤波器系数的在线更新会增加处理器的计算负担。

6 结论

本文在输出电流有源阻尼抑制LCL型APF谐振峰的同时,通过根轨迹设计了内部电流环。在此基础上,针对重复控制易受频率变化影响而出现小数延迟拍的问题,首先提出了新颖的自适应在线抗频率扰动小数延迟重复控制器;其次给出了小数延迟逼近方法、自适应实现框图、补偿环节设计方法;最后通过奈氏轨迹分析了系统的闭环稳定性。仿真和实验结果验证了本文所提方法的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 王伟胜,林伟芳,何国庆,等. 美国得州2021年大停电事故对我国新能源发展的启示[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12):4033-4043.
WANG Weisheng, LIN Weifang, HE Guoqing, et al. Enlightenment of 2021 Texas blackout to renewable energy development in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(12): 4033-4043.
- [2] 刘聪,戴珂,张树全,等. 并联型APF补偿电压源型非线性负载时谐波电流放大效应的研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27):21-28.
LIU Cong, DAI Ke, ZHANG Shuquan, et al. Harmonic current amplification effect of voltage-source type nonlinear load under compensation by shunt APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27):21-28.
- [3] 张东江,仇志凌,李玉玲,等. 基于LCL滤波器的高稳态性能并联有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6):137-143.
ZHANG Dongjiang, QIU Zhiling, LI Yuling, et al. Shunt active power filter with high steady-state performance based on LCL-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6):137-143.
- [4] 杨家强,杨磊,曾争,等. 基于降阶广义积分器的LCL型有源电力滤波器电流控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(7):2057-2067.
YANG Jiaqiang, YANG Lei, ZENG Zheng, et al. A current control method for LCL active power filters based on reduced order generalized integrator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7):2057-2067.
- [5] 戴珂,刘聪,李彦龙,等. 并联型APF对两类非线性负载的谐波补偿特性研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9):79-85.
DAI Ke, LIU Cong, LI Yanlong, et al. Study on harmonic compensation characteristics of shunt APF to two types of nonlinear loads[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9):79-85.
- [6] 肖丽平,童朝南,高润泉. 改进的有源电力滤波器滞环电流控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(12):119-124, 135.
XIAO Liping, TONG Chaonan, GAO Runquan. An improved hysteretic current method for active power filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(12):119-124, 135.
- [7] 张茂松,池帮秀,李家旺,等. 有源电力滤波器基于准比例谐振的电流协调控制策略研究[J]. 电网技术, 2019, 43(5):1614-1623.
ZHANG Maosong, CHI Bangxiu, LI Jiawang, et al. Study on quasi-PR current coordinated control for active power filter[J]. Power System Technology, 2019, 43(5):1614-1623.
- [8] PEDRO Rodriguez, ALVARO Luna, IGNACIO Candela, et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1):127-138.
- [9] 黄现莲,冯向东,张新闻. QPR控制器参数对变流器弱电网适应能力的影响[J]. 电气传动, 2020, 50(2):28-34.
HUANG Xianlian, FENG Xiangdong, ZHANG Xinwen. The effect of the quasi proportional resonant controller' parameters on the adaptability of the converter to the weak grid[J]. Electric Drive, 2020, 50(2):28-34.
- [10] 杨正东,施浩波. 极端负荷下并联有源滤波器谐波补偿方法[J]. 电气传动, 2022, 52(12):27-80.
YANG Zhengdong, SHI Haobo. Harmonic compensation method of shunt active power filter under extreme load[J]. Electric

- Drive, 2022, 52(12): 27-80.
- [11] 李文番, 张国钢, 陈沐倬, 等. 考虑频率偏差的动态同步相量估计器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(19): 4060-4069.
LI Wenfan, ZHANG Guogang, CHEN Muli, et al. Dynamic synchrophasor estimator considering frequency deviation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(19): 4060-4069.
- [12] ABUSARA M, SHARKH S, ZANCHETTA P. Adaptive repetitive control with feedforward scheme for grid-connected inverters[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(8): 1403-1410.
- [13] 谢川, 贺超, 闫辉, 等. 基于频率自适应广义积分控制器选择性谐波电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 65-72.
XIE Chuan, HE Chao, YAN Hui, et al. Selective harmonic current control strategy based on frequency adaptive generalized integrators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 65-72.
- [14] OLM J M, RAMOS G A, CASTELLO R, et al. Stability analysis of digital repetitive control systems under time-varying sampling period[J]. IET Control Theory and Applications, 2011, 5(1): 29-37.
- [15] YE Y, ZHANG B, ZHOU K, et al. High-performance cascade-type repetitive controller for CVCF PWM inverter: analysis and design[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(1): 112-118.
- [16] HERRAN M A, FISHER J R, GONZALEZ S A, et al. Repetitive control with adaptive sampling frequency for wind power generation systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(1): 58-69.
- [17] 姜一鸣, 姚俊涛, 刘飞, 等. 考虑电网频率偏差的并网逆变器多内模重复控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(21): 144-149.
JIANG Yiming, YAO Juntao, LIU Fei, et al. A multi-internal-model repetitive control for grid-connected inverter considering grid-frequency deviation[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(21): 144-149.
- [18] JU Jialing, LIU Bin, LI Jun, et al. On-line adaptive repetitive controller for power factor correction systems[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2016, 21(3): 263-269.
- [19] VERRELLI C M, PATRIZIO S, TOMEI P, et al. Linear repetitive learning controls for robotic manipulators by Padé approximants[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(5): 2063-2070.
- [20] ASBAFKAN A, MIRZAEI B, NIROOMAND M, et al. Frequency adaptive repetitive control of grid connected inverter for wind turbine applications[C]//Electrical Engineering, IEEE, 2013.
- [21] 陈东, 张军明, 钱照明, 等. 一种具有频率变化适应性的并网逆变器改进型重复控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 29(6): 64-70.
CHEN Dong, ZHANG Junming, QIAN Zhaoming, et al. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-varying adaptability[J]. Proceeding of the CSEE, 2014, 29(6): 64-70.
- [22] LI L L, CHEN Z Z, APHALE S S, et al. Fractional repetitive control of nanopositioning stages for high-speed scanning using low-pass FIR variable fractional delay filter[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2020, 25(2): 547-557.
- [23] FENG Zhao, MING Min, LING Jie, et al. Fractional delay filter based repetitive control for precision tracking: design and application to a piezoelectric nanopositioning stage[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2021, 164(8): 1-15.
- [24] WILLIAMS A B, TAYLOR F J. Electronic filter design handbook[M]. Chicago: McGraw-Hill Professional, 2006.

收稿日期: 2024-01-20

修改稿日期: 2024-02-20