

DOI:10.11918/202309075

# 具有变频适应性的重复控制策略在 SAPF 中的应用

高峰, 白志峰

(西安建筑科技大学 机电工程学院, 西安 710055)

**摘要:** 为提高电网频率波动条件下并联型有源电力滤波器(shunt active power filters, SAPF)的补偿电流跟踪控制精度, 有效抑制电网的谐波污染, 提出一种具有变频适应性的重复控制策略。采用可调整采样频率的选择性重复控制器构建多采样率重复控制系统, 利用基于拉格朗日线性插值法的有限脉冲响应(FIR)滤波器将多采样率重复控制系统转换成具有统一采样率的重复控制系统(frequency-adaptive uniform-rate selective repetitive control system, FUSRCS), 通过跟随电网频率调整重复控制器延迟环节近似表达式系数的方法使 FUSRCS 能适应电网频率波动, 设计了 FUSRCS 的补偿器, 分析了 FUSRCS 的稳定性、收敛性和稳态误差, 建立了三相 SAPF 的数学模型, 依据实际数据设计了基于 FUSRCS 的补偿电流复合重复控制系统。仿真和实验结果表明: 基于 FUSRCS 的 SAPF 能够在电网频率存在稳态偏差、电网频率动态变化和负载切换等情况下, 保持较高的补偿电流跟踪精度和较好的补偿效果。与经典重复控制相比, FUSRCS 在具有变频适应性的同时, 减少了控制系统的计算负担, 提高了系统的动态响应速度, 解决了多采样率重复控制系统带来的问题。

**关键词:** 有源电力滤波器; 重复控制; 电流跟踪; 谐波抑制; 频率波动

中图分类号: TM71

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2025)09-0109-12

## Application of repetitive control strategy with variable frequency adaptability in SAPF

GAO Feng, BAI Zhifeng

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China)

**Abstract:** To improve the accuracy of compensating current tracking control for shunt active power filters (SAPF) under the condition of grid frequency fluctuation and suppress the harmonic pollution of power grid effectively, a frequency-adaptive repetitive control strategy is proposed in this paper. A multi-rate repetitive control system is built based on a selective repetitive controller with an adjustable sampling rate. The multi-rate repetitive control system is transformed into a frequency-adaptive uniform-rate selective repetitive control system (FUSRCS) by a finite impulse response (FIR) filter based on Lagrange linear interpolation. To enable the FUSRCS to adapt to grid frequency fluctuations, the coefficients of the approximate expression of the delay link in the repetitive controller are adjusted according to the grid frequency. The compensator is designed and the stability, convergence and steady-state error of FUSRCS are analyzed. The mathematical model of three-phase SAPF is established, and a compensation current compound repetitive control system based on FUSRCS is designed according to the actual data. Simulation and experimental results indicate the SAPF based on FUSRCS can maintain high compensation current tracking accuracy and good compensation effect under steady-state grid frequency deviations, dynamic grid frequency variations, and load switching. Compared with conventional repetitive control, FUSRCS not only offers frequency adaptability, but also reduces the computational burden of the control system, enhances the dynamic response speed, and solves the problems caused by multi-rate repetitive control systems.

**Keywords:** active power filters; repetitive control; current tracking; harmonic suppression; frequency fluctuation

越来越多的非线性负载(如开关电源、整流器、并网逆变器、变压器和电机等)给电力系统带来了越来越严重的谐波污染。谐波电流不仅增加了无功损耗,使电压波形畸变,还会导致计量设备故障,并

可能引起谐振和干扰<sup>[1]</sup>。由于并联型有源电力滤波器(shunt active power filters, SAPF)能够动态抑制谐波电流,且具有较好的补偿性能<sup>[1]</sup>,因此已成为电力系统最有效的谐波抑制工具之一。对于 SAPF,

收稿日期: 2023-09-28; 录用日期: 2024-05-07; 网络首发日期: 2025-07-29

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20250728.1913.004>

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划(2021JM-363)

作者简介: 高峰(1975—),男,博士,讲师;白志峰(1974—),男,博士,讲师

通信作者: 高峰, world\_gao@163.com

输出电流对指令电流的跟踪精度是决定其补偿效果的关键因素之一<sup>[2]</sup>。

为了实现 SAPF 优质的电流跟踪控制,除了传统的 PI 控制、滞环控制和死区控制等方法外,无源控制、谐振控制、无差拍控制、预测控制、滑模控制和自适应控制等现代控制方法都被应用到 SAPF 电流控制中<sup>[2-7]</sup>。由于 SAPF 的指令电流是由多次谐波成分叠加而成的周期信号,因此基于内模原理,稳态性能极佳的重复控制方法对于实现 SAPF 的高精度电流跟踪控制有很好的效果<sup>[8-10]</sup>。然而,重复控制对指令信号的频率或周期变化非常敏感<sup>[11]</sup>。在某些情况下,如在弱电网或微电网离网运行时,受分布式发电出力及负荷变动的影 响,电网频率可能出现较大波动<sup>[12-13]</sup>,此时经典重复控制的稳态性能将显著下降。为了解决这个难题,学者们提出了多种提高重复控制对频率变化适应性的改进方法。Herran 等<sup>[14]</sup>提出了利用一种可变采样周期的滤波器锁相环实现重复控制系统对频率变化的适应。然而,时变的采样周期导致系统变为时变系统,增加了控制系统不稳定性及在线调整的难度。Liu 等<sup>[15]</sup>提出了一种并联分支结构的分数阶重复控制器,使其低频段极点重新回到谐波频率处,部分保证了谐振频率处的高增益。然而,这种方法只保证了重复控制低频段的高增益,而中高频段的增益无法保障,同时构建的重复控制系统的极点数量激增,系统结构相当复杂。Kolluri 等<sup>[16]</sup>提出了一种由空间梳式滤波器 (SCF) 和空间重复控制器 (SRC) 组成的控制策略,以抑制循环电流中不依赖于交流母线频率的偶次谐波。该控制器提高了自适应滤波器和自适应 SRC 在变频运行时的抗周期性干扰能力。然而, SRC 的性能在很大程度上取决于基本空间相位的设计,并且随着交流母线频率的变化,控制对象的模型也会发生变化。

为了避免采样周期变化对控制对象的影响,一些学者采用固定的采样周期,从非整数  $N$  中分离出小数部分,通过某种方法对分数阶延迟环节进行近似表达,提出了多种具有频率适应性的分数阶重复控制方法。Zou 等<sup>[17]</sup>提出了一种具有频率适应性的分数阶重复控制器,采样频率固定,仅通过线性插值法将分数阶延迟环节近似为一系列整数延迟环节的累加。Cui 等<sup>[18]</sup>提出了将有限脉冲响应 (FIR) 滤波器与分数阶延迟环节串联组成的具有频率适应性的重复控制系统。Chen 等<sup>[19]</sup>提出了一种改进的基于离散傅里叶变换的重复控制器,通过拉格朗日插值法对分数阶内模延迟环节进行近似,实现了固定采样频率下的变频适应性。Li 等<sup>[20]</sup>提出了一种低通 FIR 可变分数阶延迟滤波器,以替代传统分数阶

重复控制方案中采用的传统插值方法,该滤波器的系数作为分数阶延迟的函数进行解析计算,使其适用于所有频率的轨迹。Ye 等<sup>[21]</sup>在固定采样频率的前提下,提出采用 Thrian 全通滤波器近似分数阶延迟环节,提高了比例重复控制系统的变频适应性。然而,如果参考信号频率的变化导致分数阶延迟长度超出规定的范围,分数阶延迟方法无法提供准确的补偿<sup>[22]</sup>。

本文利用多采样率重复控制系统,提出一种能够适应电网频率变化,具有统一且固定的采样频率的选择性重复控制策略。首先,该策略利用可随电网频率调整采样频率的重复控制器,使每个信号周期的采样次数始终为整数,同时固定了控制对象的采样频率。其次,利用拉格朗日线性插值法将多采样率系统转换为统一采样频率的系统,通过调整重复控制器延迟环节近似表达式的系数,让重复控制器能够适应电网频率的变化。最后,与经典重复控制相比,采用选择性重复控制内模既满足了谐波抑制的要求,又减轻了控制系统的计算负担,提高了系统的动态响应速度。仿真和实验验证所提策略的有效性和优越性。

## 1 参考信号频率变化对经典重复控制的影响

图 1 显示了采用插入式结构的经典重复控制系统 (CRCS)。其中,  $G_p(z)$  是控制对象,  $G_c(z)$  是反馈控制器, 补偿器  $G_r(z)$  用于重复控制系统幅值和相位的补偿,  $L(z)$  是重复控制器的输出,  $D(z)$  代表外界扰动,  $R(z)$  是系统参考或指令信号,  $Y(z)$  是系统输出, 跟踪误差  $E(z) = R(z) - Y(z)$ ,  $G_m(z)$  是经典的重复控制器, 其脉冲传递函数:

$$G_m(z) = k_r \frac{z^{-N} Q(z)}{1 - z^{-N} Q(z)} G_r(z) \quad (1)$$

$$N = \frac{T_r}{T_s} = \frac{f_s}{f_r} \quad (2)$$

式中:  $z^{-N}$  为延迟环节,  $Q(z)$  为低通滤波器,  $k_r$  为重复控制的增益,  $N$  为在每个参考信号周期的采样次数,  $T_s$  和  $f_s$  分别为重复控制系统的采样周期和采样频率,  $T_r$  和  $f_r$  分别为系统参考信号的周期和频率。

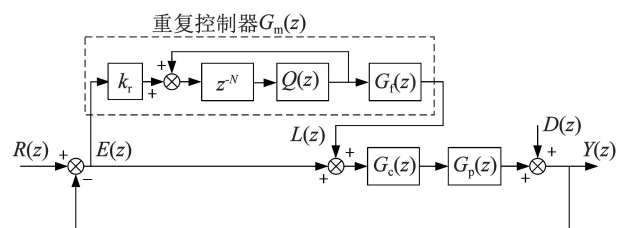


图 1 经典重复控制系统

Fig. 1 Conventional repetitive control system

当  $N$  是整数且  $Q(z) = 1$  时,经典重复控制可实现对奈奎斯特频率以下的所有次谐波分量的无静差跟踪。实际中,为了增强系统的鲁棒性, $Q(z)$  通常采用小于且接近于 1 的数,或采用低通滤波器,如  $Q(z) = a_1 z + a_0 + a_1 z^{-1}$  且  $2a_1 + a_0 = 1$ 。

当  $f_s$  固定,  $f_r$  的变化导致  $N$  为非整数时,若只对  $N$  进行简单取整,延时环节变为  $z^{-[N]}$  ( $[N]$  为  $N$  取整后的整数),此时极点频率将偏离谐波频率,使谐波频率处的增益大幅度衰减,导致经典重复控制稳态性能严重受损。

图 2 展示了不同基波频率下 CRCS 内模的幅频特性(采样频率取 10 kHz)。其中,幅频特性的峰值对应的频率即为内模的极点频率。从图 2 可看出:当  $f_r = 50$  Hz 时,  $N$  为整数,此时的三次极点频率与三次谐波频率  $f_{3h}$  相等;而当  $f_r = 48$  Hz 或  $f_r = 52$  Hz 时,  $N$  为非整数,经简单取整后,两个基波频率下的三次极点频率相对于三次谐波频率发生了偏移,导致经典重复控制在谐波频率处的增益大幅度衰减。

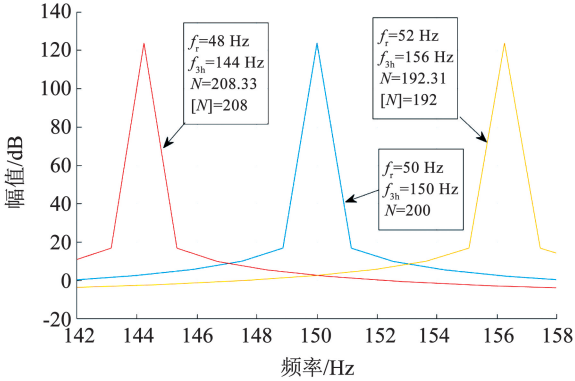


图 2 不同基波频率下 CRCS 内模的幅频特性

Fig. 2 Magnitude-frequency characteristics of CRCS's internal model under different fundamental frequencies

## 2 具有变频适应性和统一采样频率的选择性重复控制策略

### 2.1 可调整采样周期的选择性重复控制器

为了使重复控制器能在参考信号频率变化时,保证每个参考信号周期的采样次数不出现非整数。本文对重复控制器采用可变的采样周期  $T_c$ ,同时为了避免采样周期变化对控制对象的影响,反馈控制器和控制对象则采用固定的  $T_s$ 。另外,针对电力系统谐波的特点,采用选择性重复控制内模缩减谐波抑制范围,并提高动态响应速度。因此,构建了如图 3 所示的可调整采样周期的多采样率选择性重复控制系统。

在此系统中,两个采样周期均应满足以下公式<sup>[20]</sup>:

$$T_r = NT_s = N'T_c \quad (3)$$

式中  $N'$  为重复控制器在每个参考信号周期的采样次数。为了保证  $N'$  为整数,本文取

$$N' = \left\lceil \frac{N}{2} \right\rceil \quad (4)$$

式中  $\lceil N/2 \rceil$  为对  $N/2$  取整。

根据式(3)、(4),图 3 中  $T_c$  为

$$T_c = \frac{N}{\left\lceil \frac{N}{2} \right\rceil} T_s \quad (5)$$

设  $c$  为  $T_c$  与  $T_s$  之间的转换系数,则

$$c = \frac{N}{\left\lceil \frac{N}{2} \right\rceil} \quad (6)$$

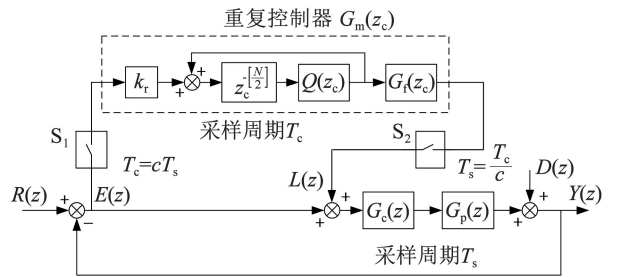


图 3 可调整采样周期的选择性重复控制系统

Fig. 3 Selective repetitive control system with adjustable sampling period

图 4 展示了图 3 所示的多采样率重复控制系统的采样情况。当参考信号周期由  $T_{r1}$  变为  $T_{r2}$  时,重复控制器的采样周期可由  $T_{c1}$  调整为  $T_{c2}$ 。每个参考信号周期的采样次数则由  $\lceil N_1/2 \rceil$  变为  $\lceil N_2/2 \rceil$ ,但始终可以保持为整数。 $T_s$  始终固定不变。

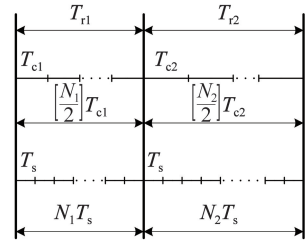


图 4 多采样率重复控制系统的采样

Fig. 4 Sampling diagram of multi-rate repetitive control systems

由式(5)和图 4 可知,无论  $T_r$  如何变化,只要依据式(5)设计  $T_c$ ,均可保证重复控制器在每个参考周期的采样次数始终为整数。同时,为了不削弱系统的稳定性,降低在线调整难度,控制对象和反馈控制器采用固定的  $T_s$ 。这样就解决了重复控制在参考信号周期变化时遇到的问题。

然而,可调整重复控制器采样周期的重复控制系统在设计重复控制补偿器时会遇到一些问题。例如,将根据  $G_p(z)$  和  $G_c(z)$  设计的采样周期为  $T_s$  的

补偿器  $G_f(z)$  转换到采样周期为  $T_c$  的重复控制器  $G_m(z_c)$  中时,需要进行以下转换。

$$z_c = e^{sT_c} = e^{s_c T_s} = z^c \quad (7)$$

根据式(6)可知,转换系数  $c$  很可能是非整数(如当  $f_s = 10 \text{ kHz}$ 、 $f_r = 48 \text{ Hz}$  时,  $N \approx 208.33$ 、 $c \approx 2.0032$ )。这将导致转换到重复控制器中的补偿器  $G_f(z_c)$  中又会含有分数阶的  $z_c^p$  ( $p$  为非整数),使重复控制系统复杂化。因此,本文在可调整采样周期的重复控制系统的基础上,提出了一种具有变频适应性和统一采样率的重复控制策略。

### 2.2 具有统一采样率的选择性重复控制系统

本文提出了采用拉格朗日线性插值法来近似表示  $z_c^{-1}$ ,以实现多采样率重复控制系统到具有变频适应性和统一采样率系统的转换。

$$z_c = z^c = z^{\frac{T_c}{T_s}} = z^{\left[\frac{N}{3}\right]} \quad (8)$$

$$z_c^{-1} = z^{-c} = z^{-\frac{T_c}{T_s}} = h(z) \quad (9)$$

$$h(z) = z^{-D} z^{-d} \approx z^{-D} \sum_{k=0}^n a_k z^{-k} \quad (10)$$

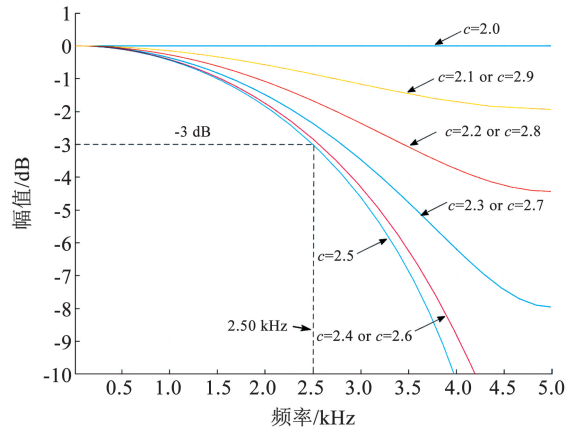
$$a_k = \prod_{i=0, i \neq k}^n \frac{d-i}{k-i} \quad (11)$$

式中: $D$  和  $d$  分别为  $c = T_c/T_s$  的整数和小数部分; $n$  为线性插值近似表达式的阶数,正整数; $k = 0, 1, 2, \dots, n$ ;  $a_k$  为近似表达式的系数。

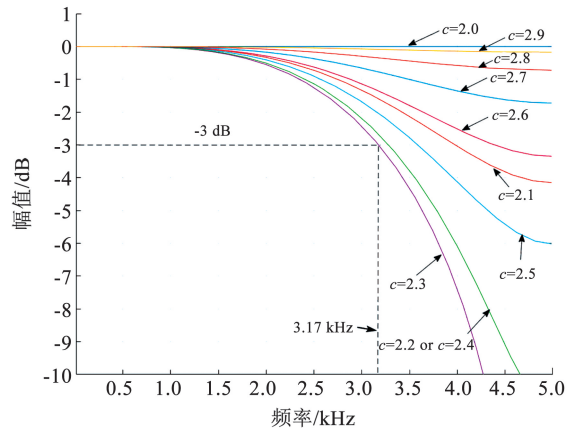
图 5 为式(10)所示的线性插值表达式在不同阶数  $n$  下的幅频特性( $D = 2, d = 0.1 \sim 0.9$ )。对比图 5 可知,  $n = 3$  时,在带宽范围内,即低频段,线性插值表达式的幅值比  $n = 2$  和  $n = 1$  时的幅值更接近 1,说明高阶数的线性插值表达式有更优的低频近似度<sup>[17-18]</sup>。而且,  $n = 3$  时的线性插值表达式的带宽( $74.8\% f_N, f_N$  为奈奎斯特频率)也明显大于  $n = 2$  时的带宽( $63.4\% f_N$ )和  $n = 1$  时的带宽( $50.0\% f_N$ )。然而,由式(10)可知,随着  $n$  的增大,表达式的项数会增多,表达式的复杂度和计算量也变大。因此,折中考线性插值表达式的近似度和复杂度,本文取  $n = 3$ 。

通过式(9)~(11),可得到  $z_c^{-1}$  的线性插值近似表达式。

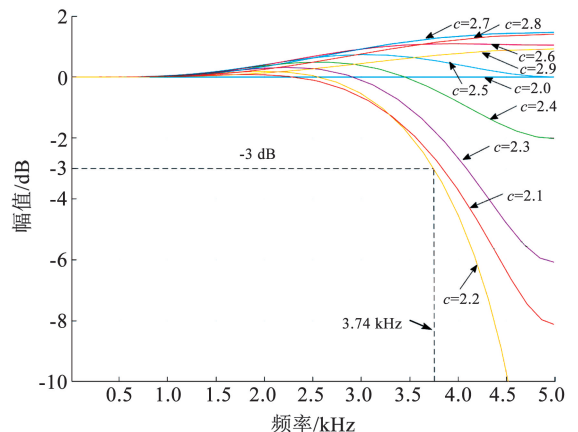
图 6 为采样频率为  $10.0 \text{ kHz}$ ,参考信号基波频率在  $49.0 \sim 51.0 \text{ Hz}$ 、以  $0.2 \text{ Hz}$  步长变化时,  $z_c^{-1}$  的近似表达式的幅频特性。由于  $49.0、51.0 \text{ Hz}$  时对应的  $T_c$  值相同,因此,两个频率对应的幅频特性曲线重合。由于参考信号频率为  $50.0 \text{ Hz}$  时,  $N$  为整数,  $z_c^{-1} = z^{-1}$ ,因此其对数幅频特性为 0。从图 6 还可看出,相差  $1.0 \text{ Hz}$  的两频率对应的幅频特性均比较接近。



(a)  $n=1$



(b)  $n=2$



(c)  $n=3$

图 5 不同阶数下近似表达式的幅频特性

Fig. 5 Magnitude-frequency characteristics of approximate expression under different orders

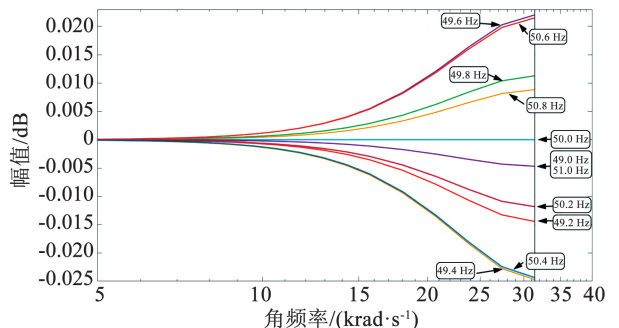


图 6 不同频率下近似表达式的幅频特性

Fig. 6 Magnitude-frequency characteristics of approximate expression under different frequencies

利用  $z_c^{-1}$  的近似表达式对图 3 所示的多采样率选择性重复控制系统进行转换,可得到如图 7 所示的具有变频适应性和统一采样频率的选择性重复控制系统 (frequency-adaptive uniform-rate selective repetitive control system, FUSRCS)。

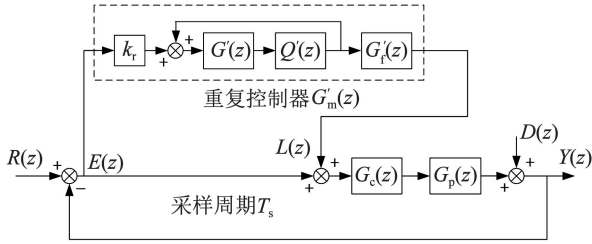


图 7 具有变频适应性和统一采样频率的选择性重复控制系统

Fig. 7 Frequency-adaptive uniform-rate selective repetitive control system

在 FUSRCS 中,重复控制器的延时环节转换为

$$G'(z) = [h(z)]N' = [h(z)] \left[ \frac{N}{2} \right] \quad (12)$$

重复控制器的低通滤波器转换为

$$Q'(z) = Q[h^{-1}(z)] \quad (13)$$

重复控制系统的补偿器转换为

$$G'_i(z) = G_i[h^{-1}(z)] \quad (14)$$

当电网频率波动时,  $T_r$  也随之变化。为了保证每个指令周期的采样次数为整数  $[N/2]$ , 依据式(5)同步调整  $T_c$ 。根据式(9)~(11)得到  $z_c^{-1}$  的近似表达式,并不断更新其系数  $a_k$ ,最终使 FUSRCS 具有适应电网频率变化的能力。

对比图 3、7 可以看出,两种系统均具有变频适应性。且两种系统的控制对象均采用了固定的采样频率,避免采样周期变化对控制对象的影响。但是本文提出的 FUSRCS 在以下方面更具优势:

1) 在变频适应性方面,调整采样周期的重复控制系统需要不断调整  $T_c$  实现适应性,非整数的转换系数将导致系统在采样和补偿器设计方面较复杂<sup>[23]</sup>。而 FUSRCS 只需要不断更新式(10)表达式的系数即可实现对电网频率变化的适应,更加便捷。

2) 在结构方面,可调整采样周期的选择性重复控制系统属于多采样率重复控制系统。不同采样频率的部分间必须加入采样和保持环节(图 3 中的  $S_1$  和  $S_2$  环节)来实现不同采样频率间的转换,这样增加了系统的环节和复杂性。而具有统一采样频率的 FUSRCS 在结构上更简单。

3) 在补偿器方面,可调整采样周期的选择性重复控制系统遇到的问题(如 2.1 节所述)在 FUSRCS 中可以避免,因此 FUSRCS 补偿器的设计更简便。

另外,需要注意两点:

1) FUSRCS 不止针对特殊的重复控制器,对一般重复控制系统同样适用。

2) 当采样次数  $N$  是整数时,根据式(5),  $T_c = 2T_s$ 、 $N' = N/2$ , FUSRCS 将变为单采样率控制系统,因此  $z_c = z$ ,即此时 FUSRCS 转换为经典重复控制系统。

### 2.3 FUSRCS 的补偿器设计

插入重复控制器前的反馈控制系统的脉冲传递函数  $H(z)$ <sup>[16]</sup> 为

$$H(z) = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} = \frac{z^{-g}B^+(z^{-1})B^-(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (15)$$

式中:  $g$  为实数,为反馈控制系统的延迟步数;  $B^+(z^{-1})$ 、 $B^-(z^{-1})$  分别为  $H(z)$  分子多项式中可抵消部分、不可抵消部分;  $A(z^{-1})$  为  $H(z)$  的分母多项式,即反馈控制系统的特征多项式。

为了获得零相位补偿,可在多采样率控制系统中,将补偿器设计<sup>[17]</sup> 为:

$$G_f(z_c) = k_r \frac{z_c^g A(z_c^{-1}) B^-(z_c^{-1})}{B^+(z_c^{-1}) b} \quad (16)$$

$$b \geq \|B^-[h(z)]\|^2 \quad (17)$$

式中:  $k_r$  为补偿器的系数,且  $0 < k_r < 2$ ;  $b$  为系数。

根据式(9)和(14),则 FUSRCS 的补偿器为

$$G'_i(z) = k_r \frac{h^{-g}(z) A[h(z)] B^-[h(z)]}{B^+[h(z)] b} \quad (18)$$

### 2.4 FUSRCS 的稳定性分析

对于 FUSRCS,整个系统的开环脉冲传递函数  $G_o(z)$  为

$$G_o(z) = [1 + G'_m(z)] G_c(z) G_p(z) \quad (19)$$

根据 FUSRCS 的结构,可以推导出整个系统的误差脉冲传递函数为

$$G_E(z) = \frac{E(z)}{R(z) - D(z)} = \frac{1}{1 + G_o(z)} = \frac{[1 + G_c(z)G_p(z)]^{-1} [1 - Q'(z)G'(z)]}{1 - Q'(z)G'(z) [1 - G'_i(z)H(z)]} \quad (20)$$

若使 FUSRCS 渐进稳定,必须满足两个条件<sup>[17-18]</sup>:

1)  $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$  的根在单位圆内,即插入重复控制器前的反馈控制系统稳定。

2)  $1 - Q'(z)G'(z) [1 - G'_i(z)H(z)] = 0$  的根也在单位圆内。

由分析可知,只要适当选取反馈控制器  $G_c(z)$  的控制参数,即可保证稳定条件 1) 成立。

根据稳定条件 2) 要求,可推导出

$$\begin{cases} |z|^{(n+d) \lceil \frac{N}{2} \rceil} < Q'(z) |1 - G'_f(z)H(z)| \left( \sum_{k=0}^n |a_k| \right)^{\lceil \frac{N}{2} \rceil} \\ |z| < 1 \end{cases} \quad (21)$$

分析式(21)可知,只要满足

$$Q'(z) |1 - G'_f(z)H(z)| \left( \sum_{k=0}^n |a_k| \right)^{\lceil \frac{N}{2} \rceil} \leq 1 \quad (22)$$

则可保证稳定条件 2) 成立,即系统误差脉冲传递函数的特征方程的根均在单位圆内。

由式(22)可推导出

$$|1 - G'_f(z)H(z)| \leq [Q'(z)]^{-1} \left( \sum_{k=0}^n |a_k| \right)^{-\lceil \frac{N}{2} \rceil} \quad (23)$$

综上所述,只要合理选择反馈控制器和重复控制器的参数,可以保证 FUSRCS 的稳定性。

### 2.5 FUSRCS 的收敛性分析

如图 8 所示,忽略外界干扰影响,假设重复控制器内模延迟环节的输入为  $U_{k+1}(z)$ ,内模输出为  $U_k(z)$ ,其中  $k$  表示重复周期数, $U_k(z)$  比  $U_{k+1}(z)$  滞后一个重复周期 ( $T_r/2$ )。  $E_{k+1}(z)$  和  $E_k(z)$  分别表示第  $k+1$  和第  $k$  个重复周期的误差,  $V_{k+1}(z)$  为反馈控制器  $G_c(z)$  的输入,  $R_{k+1}(z)$  和  $Y_{k+1}(z)$  分别表示第  $k+1$  个重复周期的参考输入和系统输出。

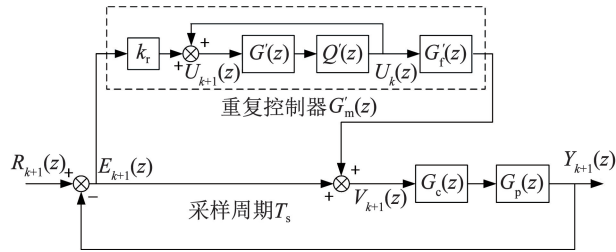


图 8 用于收敛性分析的 FUSRCS

Fig. 8 FUSRCS for convergence analysis

按照图 7 中的信号顺序,可列出

$$\begin{cases} U_{k+1}(z) = U_k(z) + k_r E_{k+1}(z) \\ V_{k+1}(z) = E_{k+1}(z) + G'_f(z)U_k(z) \\ E_{k+1}(z) = R_{k+1}(z) - Y_{k+1}(z) \\ Y_{k+1}(z) = G_c(z)G_p(z)V_{k+1}(z) \end{cases} \quad (24)$$

由式(18)和式(24)的后 3 个公式可推出

$$E_{k+1}(z) = \frac{R_{k+1}(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} - H(z)G'_f(z)U_k(z) \quad (25)$$

由式(24)的第 1 个公式和式(25)可推出

$$U_{k+1}(z) = [1 - k_r H(z)G'_f(z)]U_k(z) + \frac{k_r}{1 + G_c(z)G_p(z)}R_{k+1}(z) \quad (26)$$

根据式(24)的第 1 个公式和式(26),通过递推方法可推出

$$U_k(z) = [1 - k_r H(z)G'_f(z)]U_{k-1}(z) + \frac{k_r}{1 + G_c(z)G_p(z)}R_k(z) = U_{k-1}(z) + k_r E_k(z) \quad (27)$$

由式(27)可推出

$$[1 - k_r H(z)G'_f(z)]E_k(z) = -k_r H(z)G'_f(z)U_k(z) + \frac{k_r R_k(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} \quad (28)$$

由式(24)的第 1 个公式和式(26)还可以推出

$$E_{k+1}(z) = -k_r H(z)G'_f(z)U_k(z) + \frac{k_r R_{k+1}(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} \quad (29)$$

由于控制系统达到稳定后,稳态误差可视为一个不变的量<sup>[24]</sup>,可表示为

$$R_{k+1}(z) = R_k(z) \quad (30)$$

根据式(28) ~ (30)可推出

$$E_{k+1}(z) = [1 - k_r H(z)G'_f(z)]E_k(z) = C(z)E_k(z) \quad (31)$$

根据式(31),如果  $0 < C(z) < 1$ ,则系统收敛,且  $C(z)$  越小,系统收敛越快。因此,可进一步推出

$$0 < k_r H(z)G'_f(z) < 1 \quad (32)$$

由此可知,当式(32)成立时,FUSRCS 收敛,且  $k_r H(z)G'_f(z)$  越接近于 1,系统收敛越快。

### 2.6 FUSRCS 的稳态误差分析

根据图 7, FUSRCS 的误差脉冲传递函数为

$$S(z) = \frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1}{1 + [1 + G'_m(z)]G_c(z)G_p(z)} \quad (33)$$

系统在重复控制器加入前的误差脉冲传递函数为

$$S_0(z) = \frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1}{1 + G_c(z)G_p(z)} \quad (34)$$

根据式(33)和式(34)可以推出

$$S(z) = \frac{1}{1 + G'_m(z)H(z)}S_0(z) = A(z)S_0(z) \quad (35)$$

式中  $A(z)$  为增益函数。 $A(z)$  在角频率  $\omega_k = k\omega_0$  ( $\omega_0$  为基波角频率)处的幅值为

$$|A(\omega_k)| = |A(z)|_{z=e^{j\omega_k T_s}} = \left| \frac{1}{1 + k_r \frac{Q'(z)G'(z)}{1 - Q'(z)G'(z)}G'_f(z)H(z)} \right|_{z=e^{j\omega_k T_s}} \quad (36)$$

根据式(9)和(12),可知  $G'(e^{j\omega_k T_s}) \approx 1$ ,因此,在  $k$  次谐波频率处有

$$|A(\omega_k)| = \left| \frac{1}{1 + k_r \frac{Q'(e^{j\omega_k T_s})}{1 - Q'(e^{j\omega_k T_s})} G_r'(e^{j\omega_k T_s}) H(e^{j\omega_k T_s})} \right| \quad (37)$$

根据式(37),当  $Q'(e^{j\omega_k T_s}) \rightarrow 1$  时,  $|A(\omega_k)| \rightarrow 0$ , 则系统的稳态误差趋近于 0, 而且  $Q'(e^{j\omega_k T_s})$  越接近于 1, 稳态误差越小。

### 3 基于 FUSRCS 的 SAPF 的控制

#### 3.1 SAPF 的数学模型

三相三线制电力系统中的 SAPF 系统结构如图 9 所示。三相交流相电压分别为  $V_{sa}$ 、 $V_{sb}$  和  $V_{sc}$ , 非线性负载采用典型的三相不可控整流桥接 LC 滤波 ( $L_d$  和  $C_L$ ), 再接电阻负载  $R_L$  构成。SAPF 主电路采用三相三桥臂的结构,  $T_1 \sim T_6$  为功率开关器件,  $C_o$ 、 $V_{dc}$  分别为直流侧电容、电压。  $i_{ca}$ 、 $i_{cb}$  和  $i_{cc}$  分别为 a、b 和 c 相的补偿电流。SAPF 三相的输出滤波电感均  $L$ , 其等效电阻均为  $R$ 。

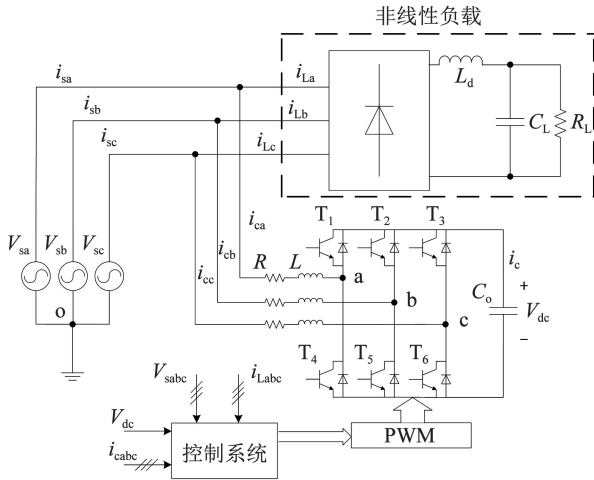


图 9 SAPF 系统的结构

Fig. 9 Schematic diagram of SAPF

设  $s_i$  为开关函数,  $i$  代表 a, b, c, 则

$$s_i = \begin{cases} 1, & \text{第 } i \text{ 桥臂上管通且下管断} \\ 0, & \text{第 } i \text{ 桥臂上管断且下管通} \end{cases} \quad (38)$$

根据基尔霍夫电压和电流定律, 可得 SAPF 系统在三相静止坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} V_{dc} \\ C_o \frac{dV_{dc}}{dt} = \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (39)$$

将式(39)进一步转换成旋转  $dq$  坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} V_{dc} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \\ C_o \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (40)$$

进一步设

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} V_{dc} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (41)$$

将式(41)代入式(40), 得到解耦后  $d$  轴和  $q$  轴电流相互独立的数学模型, 可实现电流  $I_d$  和  $I_q$  的独立控制。

#### 3.2 变频条件下基于 FUSRCS 的 SAPF 控制系统

基于 FUSRCS 的 SAPF 的控制系统如图 10 所示。其中, 锁相环 (PLL) 可实时测量电网电压的频率。自适应指令电流生成器<sup>[25]</sup> 可在电网频率波动情况下, 准确生成补偿指令电流, 并构成 SAPF 直流侧电压外环控制 (如 PI 控制)。

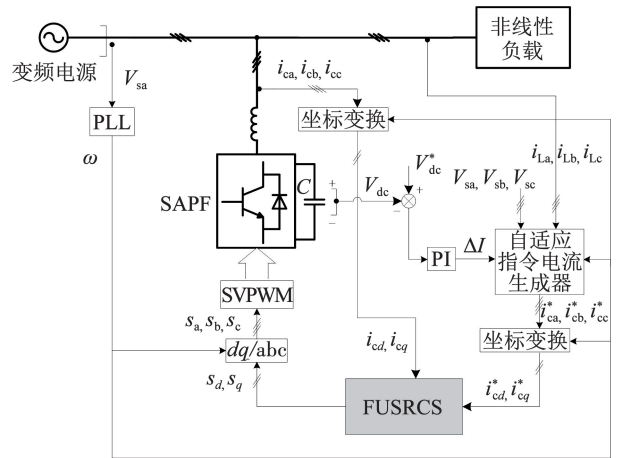


图 10 基于 FUSRCS 的 SAPF 的控制系统

Fig. 10 Control system of SAPF based on FUSRCS

图 11 为基于 FUSRCS 的  $d$  轴补偿电流复合重复控制系统。其中,  $d$  轴电流跟踪误差  $E_d(z) = I_d^*(z) - I_d(z)$ 。SAPF 系统的数学模型为

$$G_p(z) = Z \left[ \frac{K_M}{(\tau_s s + 1)(\tau_f s + 1)(Ls + R)} \right] \quad (42)$$

式中:  $Z$  为  $z$  变换,  $\tau_s$  为功率变换器的延时,  $\tau_f$  为滤波和采样的延时,  $K_M$  为 SAPF 变换器的放大倍数。

为简化系统结构, 反馈控制器  $G_c(z)$  采用简单的比例控制, 以弥补重复控制的固有延迟和较差的动态性能, 即

$$G_c(z) = k_w \quad (43)$$

式中  $k_w$  为比例控制系数。

重复控制器的低通滤波器采用小于且接近于 1 的数,即

$$Q'(z) = Q(z) = k_f \quad (44)$$

式中  $k_f$  为衰减系数,且  $0 < k_f < 1$ 。

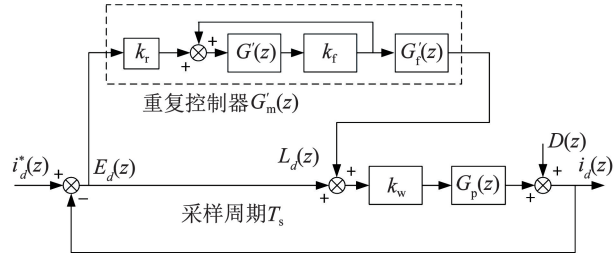


图 11 基于 FUSRCS 的 d 轴补偿电流复合重复控制

Fig. 11 Compound repetitive control of d-axis compensation current based on FUSRCS

### 4 仿真和实验结果

为了验证提出的 FUSRCS 的正确性和有效性,本文建立了模拟电网频率变化情况下的 SAPF 系统的仿真模型和实验平台。实验平台采用可变频输出的电网模拟源模拟电网变频信号,实验平台如图 12 所示,SAPF 系统的主要参数见表 1。

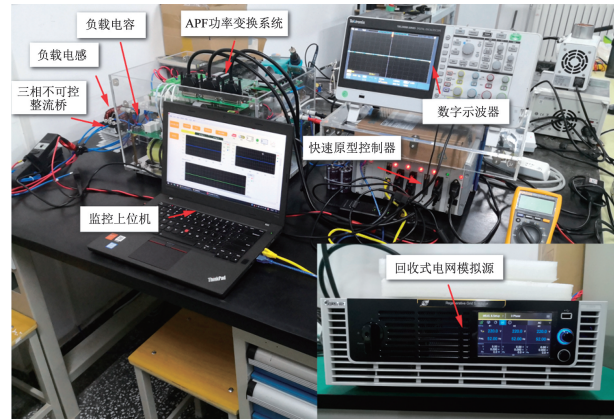


图 12 三相 SAPF 系统的实验平台

Fig. 12 Experimental platform of three-phase SAPF system

表 1 SAPF 系统的主要参数

Tab. 1 Main parameters of SAPF

参数	取值
电源输出频率 $f_r/\text{Hz}$	48 ~ 52
电源相电压 $V_s/\text{V}$	220
SAPF 额定功率 $P/\text{kW}$	10
负载电感 $L_d/\text{mH}$	5
负载电容 $C_L/\mu\text{F}$	440
负载电阻 $R_L/\Omega$	40
输出滤波电感 $L/\text{mH}$	2
直流侧电压 $V_{dc}/\text{V}$	800
直流侧电容 $C_o/\mu\text{F}$	1 100
开关频率 $f_c/\text{kHz}$	20
采样频率 $f_s/\text{kHz}$	10

### 4.1 仿真分析

输出滤波电感等效电阻  $R = 0.1 \Omega$ ,  $\tau_s = 10^{-4} \text{ s}$ ,  $\tau_f = 5 \times 10^{-5} \text{ s}$ , 则

$$G_p(z) = \frac{0.003\ 264z^2 + 0.006\ 607z + 0.000\ 730\ 9}{z^3 - 1.498z^2 + 0.550\ 5z - 0.049\ 5} \quad (45)$$

电流内环重复控制的参数选取:  $k_r = 1.2$ ,  $k_f = 0.95$ ,  $k_w = 27$ ; 电压外环 PI 控制参数选取:  $k_p = 480$ ,  $k_i = 8.5$ 。

图 13 为比例控制与控制对象组成的原始反馈控制系统的根轨迹图(反馈控制系统的反馈增益取 1)。由图 13 可知,未加入重复控制之前,原始反馈控制系统的闭环脉冲传递函数的特征根均位于单位圆内,即原始反馈控制系统稳定。

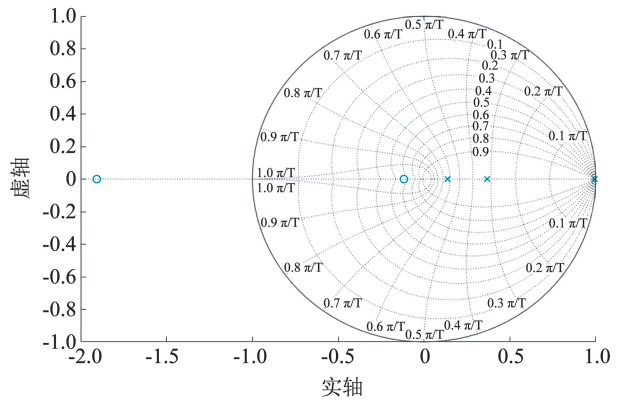


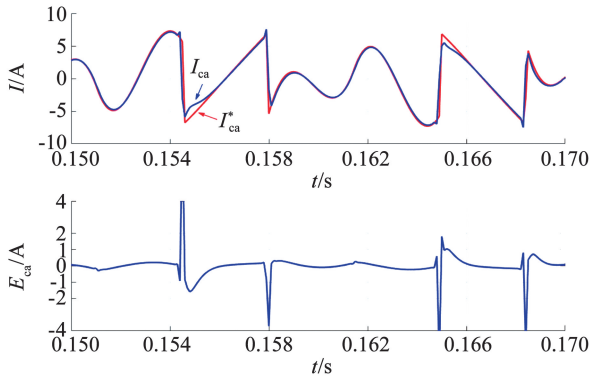
图 13 原始反馈控制系统的根轨迹图

Fig. 13 Root locus of the original feedback control system

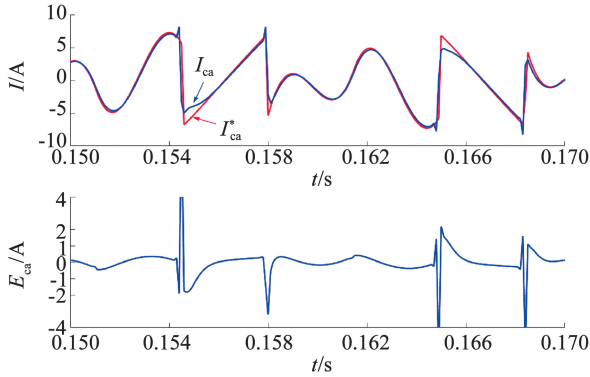
图 14、15 分别展现了  $f_r = 48 \text{ Hz}$  和  $f_r = 52 \text{ Hz}$  时,即实际电网频率与标称频率存在稳态偏差情况下,基于 FUSRCS 和 CRCS 的补偿电流跟踪波形和跟踪误差比较。

当  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时,  $N \approx 208.3$ ,  $N$  为非整数。对比图 14(a)、(b) 可知:当  $n = 3$ , 基于 FUSRCS 的电流跟踪,除了在指令电流变化率的极大处出现难以消除的误差尖峰外,其余处  $I_{ca}$  能够较紧密地跟踪指令电流,跟踪误差较小;当  $n = 2$  时,由于线性插值表达式的近似度降低,基于 FUSRCS 的电流跟踪效果略有下降,误差略有增大。因此,结合理论分析和仿真结果,  $n$  取 3 较合适。对比图 14(a) 和 (c) 可知,基于 CRCS 的补偿电流跟踪效果出现了明显的下降,跟踪误差明显增大。

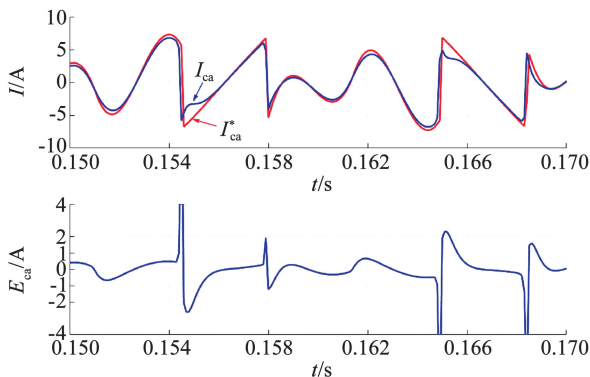
当  $f_r = 52 \text{ Hz}$  时,  $N \approx 192.3$ ,  $N$  也为非整数。由图 15 可以看出,与基于 CRCS 的补偿电流跟踪相比,基于 FUSRCS 的  $I_{ca}$  可以较紧密地跟踪指令电流,跟踪误差较小。



(a)  $n=3$ 时基于FUSRCS的补偿电流跟踪波形和跟踪误差



(b)  $n=2$ 时基于FUSRCS的补偿电流跟踪波形和跟踪误差



(c) 基于CRCS的补偿电流跟踪波形和跟踪误差

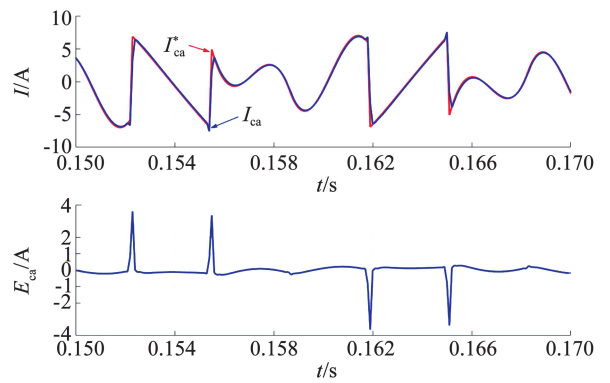
图 14  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时基于 FUSRCS 和 CRCS 的补偿电流跟踪波形和跟踪误差

Fig. 14 Waveforms of compensation current tracking and tracking errors based on FUSRCS and CRCS as  $f_r = 48 \text{ Hz}$

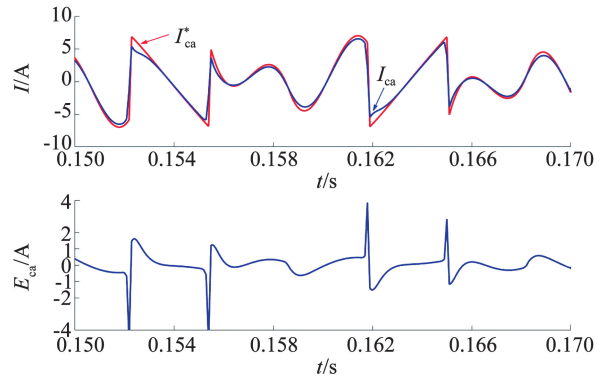
以上结果说明了在电网频率出现偏差时, 相比经典重复控制策略, 本文提出的 FUSRCS 具有较好的变频适应性, 能够在电网频率出现较大偏差时保持较好的补偿电流跟踪效果。

### 4.2 实验结果

图 16 为  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时, 基于 FUSRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$  和  $I_{La}$  的实验波形。图 17、18 分别为  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时, 基于 FUSRCS、CRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $I_{ca}$  的实验波形。表 2 为  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时, 基于 FUSRCS 和 CRCS 的  $I_{sa}$  的谐波总畸变率 (total harmonic distortion, THD) 的对比。



(a) 基于FUSRCS的补偿电流跟踪波形和跟踪误差



(b) 基于CRCS的补偿电流跟踪波形和跟踪误差

图 15  $f_r = 52 \text{ Hz}$  时基于 FUSRCS 和 CRCS 的补偿电流跟踪波形和跟踪误差

Fig. 15 Waveforms of compensation current tracking and tracking errors based on FUSRCS and CRCS as  $f_r = 52 \text{ Hz}$

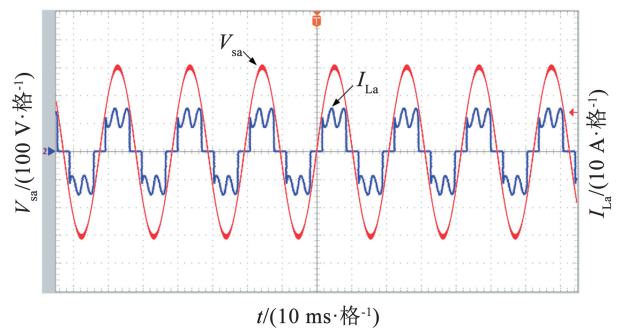


图 16  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$  和  $I_{La}$  的波形

Fig. 16 Waveforms of  $V_{sa}$  and  $I_{La}$  based on FUSRCS as  $f_r = 48 \text{ Hz}$

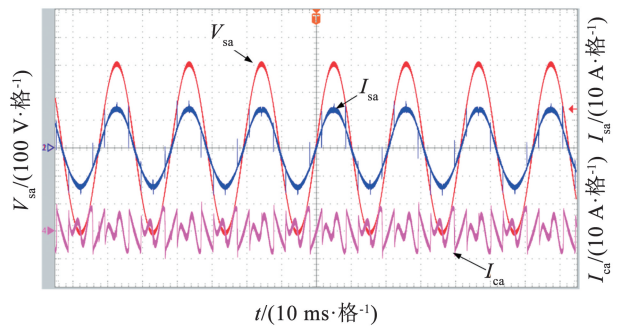


图 17  $f_r = 48 \text{ Hz}$  时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $I_{ca}$  的波形

Fig. 17 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$  and  $I_{ca}$  based on FUSRCS as  $f_r = 48 \text{ Hz}$

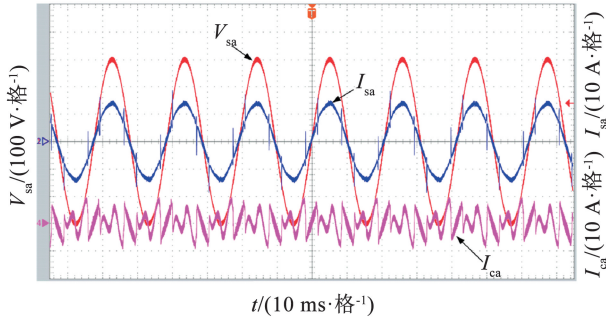


图 18  $f_r = 48$  Hz 时基于 CRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $I_{ca}$  的波形

Fig. 18 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$  and  $I_{ca}$  based on CRCS as  $f_r = 48$  Hz

表 2  $f_r = 48$  Hz 时不同控制系统  $I_{sa}$  的 THD 对比

Tab. 2 THDs of  $I_{sa}$  in different control system as  $f_r = 48$  Hz

$f_r/\text{Hz}$	控制系统	THD/%
48	FUSRCS	4.35
48	CRCS	9.57

由图 16 可知,当  $f_r$  处于稳态 48 Hz 时, SAPF 系统的  $I_{La}$  畸变严重。由于这个电流波形也可以反映接入 SAPF 系统前入网电流的波形,因此可知在未接入 SAPF 系统前,进入电网的电流含有大量谐波,波形畸变严重,不能满足要求。

由图 17、18 和表 2 可知,  $f_r$  处于稳态 48 Hz 时,基于 FUSRCS 的 SAPF 系统的  $I_{sa}$  波形虽然有毛刺,但基本呈现正弦,  $I_{sa}$  的 THD 值较小,与  $V_{sa}$  基本同相;而基于 CRCS 的  $I_{sa}$  波形畸变较大, THD 值相对较大,且与  $V_{sa}$  出现了略微的相位偏差。图 17、18 中电网电流波形中尖峰毛刺是由于在补偿电流指令变化率过大处,补偿电流难以紧密跟踪所导致的。

图 19 为  $f_r = 52$  Hz 时,基于 FUSRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$  和  $I_{La}$  的实验波形。图 20、21 分别为  $f_r = 52$  Hz 时,基于 FUSRCS、CRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $I_{ca}$  的实验波形。表 3 为  $f_r = 52$  Hz 时,基于 FUSRCS 和 CRCS 的  $I_{sa}$  的 THD 值对比。

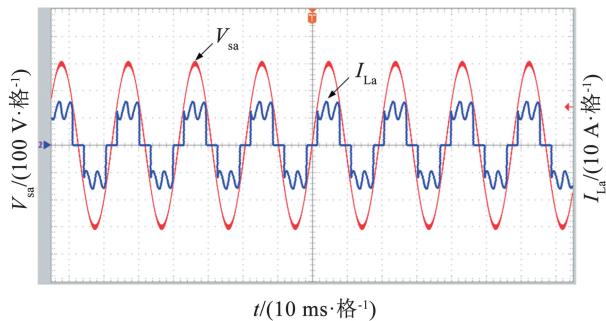


图 19  $f_r = 52$  Hz 时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$  和  $I_{La}$  的波形

Fig. 19 Waveforms of  $V_{sa}$  and  $I_{La}$  based on FUSRCS as  $f_r = 52$  Hz

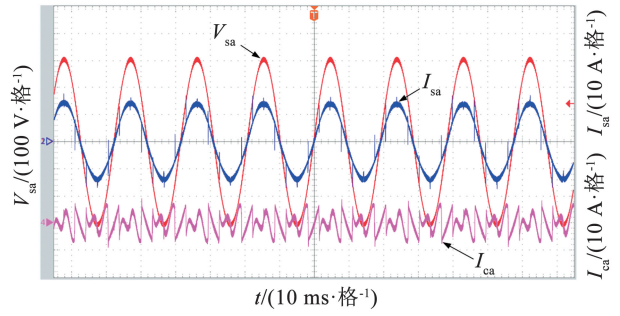


图 20  $f_r = 52$  Hz 时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $I_{ca}$  的波形

Fig. 20 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$  and  $I_{ca}$  based on FUSRCS as  $f_r = 52$  Hz

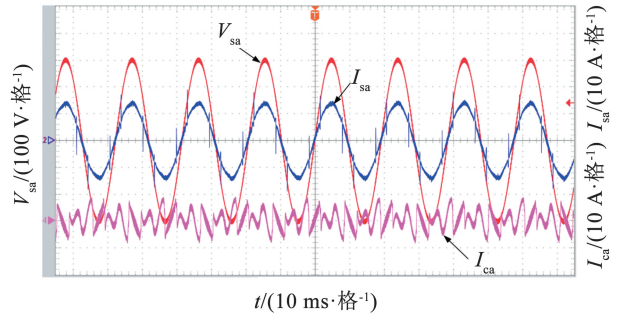


图 21  $f_r = 52$  Hz 时基于 CRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{ca}$  和  $I_{sa}$  的波形

Fig. 21 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{ca}$  and  $I_{sa}$  based on CRCS as  $f_r = 52$  Hz

表 3  $f_r = 52$  Hz 时不同控制系统  $I_{sa}$  的 THD 对比

Tab. 3 THDs of  $I_{sa}$  in different control system as  $f_r = 52$  Hz

$f_r/\text{Hz}$	控制系统	THD/%
52	FUSRCS	4.52
52	CRCS	9.84

由图 19 可知,当  $f_r$  处于稳态 52 Hz 时, SAPF 系统的  $I_{La}$  畸变严重,表明在未接入 SAPF 系统前,进入电网的电流含有大量谐波,不能满足要求。

由图 20、21 和表 3 可知,当  $f_r$  处于稳态 52 Hz 时,与基于 CRCS 的电网电流相比,基于 FUSRCS 的  $I_{sa}$  波形的 THD 值更小,而且  $I_{sa}$  与  $V_{sa}$  基本同相;而基于 CRCS 的  $I_{sa}$  波形畸变较大, THD 值相对较大,且与  $V_{sa}$  也出现了略微的相位偏差。

以上分析说明,在电网频率与标称频率存在稳态偏差时,基于 CRCS 的 SAPF 系统的谐波补偿效果明显变差,而基于 FUSRCS 的谐波补偿效果较好,能够适应电网频率的稳态偏差。

图 22、23 分别为  $f_r$  快速上升和快速下降过程中,基于 FUSRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和 PLL 检测频率输出  $f_r$  的实验波形。表 4 为图 22、23 所示的  $f_r$  在上升前后和下降前后,稳定的  $I_{sa}$  的 THD 对比。其中 THD1、THD2 分别代表  $f_r$  上升或下降前的  $I_{sa}$  的 THD 值、 $f_r$  上升或下降稳定后的  $I_{sa}$  的 THD 值。

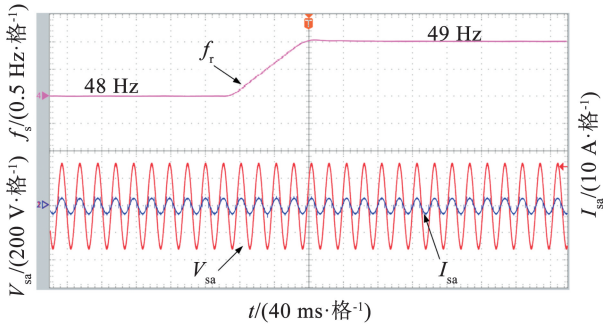


图 22  $f_r$  上升时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $f_r$  波形

Fig. 22 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$  and  $f_r$  based on FUSRCS when  $f_r$  rises

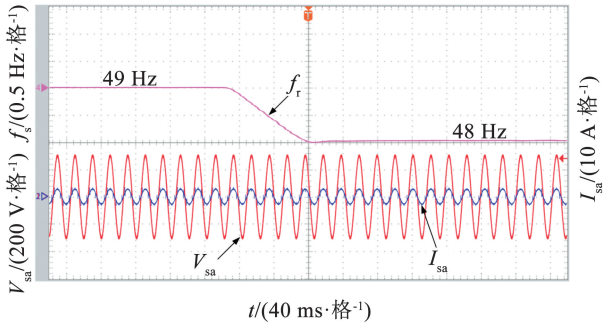


图 23  $f_r$  下降时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$ 、 $I_{sa}$  和  $f_r$  波形

Fig. 23 Waveforms of  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$  and  $f_r$  based on FUSRCS when  $f_r$  drops

表 4 电网频率变化时  $I_{sa}$  的 THD 对比

Tab. 4 THDs of  $I_{sa}$  when the grid frequency changes

$f_r$ /Hz	THD1/%	THD2/%
48 → 49	4.43	4.37
49 → 48	4.51	4.40

由图 22、23 和表 4 可知,由 PLL 检测的频率输出经过上升或下降、振荡、最后稳定。在  $f_r$  快速变化的过渡过程中,基于 FUSRCS 的  $I_{sa}$  波形有略微的畸变,但当  $f_r$  基本稳定后,  $I_{sa}$  的波形恢复并符合要求,  $f_r$  变化前后  $I_{sa}$  与  $V_{sa}$  均保持同相。说明提出的 FUSRCS 能够适应电网频率的快速且频繁的变化,在频率变化前后保持较好的补偿效果。

图 24 为  $f_r = 48$  Hz 时,负载切换过程中,基于 FUSRCS 的 SAPF 系统的  $V_{sa}$  和  $I_{sa}$  的实验波形。表 5 为图 24 中负载切换前后  $I_{sa}$  的 THD 对比。

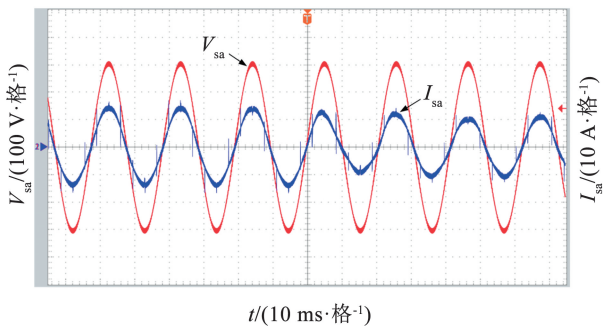


图 24  $R_L$  切换时基于 FUSRCS 的  $V_{sa}$  和  $I_{sa}$  波形

Fig. 24 Waveforms of  $V_{sa}$  and  $I_{sa}$  based on FUSRCS during  $R_L$  switching

表 5 负载切换前后  $I_{sa}$  的 THD 对比

Tab. 5 THDs of  $I_{sa}$  during load switching

$R_L/\Omega$	控制系统	THD(40 $\Omega$ )/%	THD(60 $\Omega$ )/%
40 → 60	FUSRCS	4.67	4.85

由图 24 和表 5 可知,负载切换过程中,  $I_{sa}$  经过短暂的过渡过程后,电流幅值降低,畸变略有增加,但符合要求。说明基于 FUSRCS 的 SAPF 系统能够适应负载的切换,保持较好的谐波抑制效果。

## 5 结 论

本文在多采样率重复控制系统的基础上,提出了一种能够适应电网频率变化,具有统一且固定的采样频率的选择性重复控制策略。主要结论如下:

1) 提出的 FUSRCS 通过调整线性插值表达式的系数,可使重复控制能够适应电网频率的大范围波动。FUSRCS 解决了可调整采样周期的重复控制系统在实际应用中遇到的问题。

2) 仿真和实验结果证明了基于 FUSRCS 的 SAPF 系统能够在电网频率存在稳态偏差、电网频率动态变化和负载切换等情况下,保持较高的补偿电流跟踪精度和较好的补偿效果。

3) 对比经典重复控制, FUSRCS 在具有变频适应性的同时,减少了控制系统的计算负担,提高了系统的动态响应速度,解决了多采样率重复控制系统带来的问题。

对于交流微电网或弱电网等系统,其面临更复杂的工况,如电网频率波动、电压波动等,因此下一步将重点研究提高控制策略的鲁棒性。另外,本文的研究成果目前只应用于 SAPF,为了促进所提策略的应用和推广,下一步将其应用于其他电力电子变换器,如三相并网逆变器、储能变流器等。

## 参 考 文 献

[1] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2005  
WANG Zhaoan, YANG Jun, LIU Jinjun, et al. Harmonic suppression and reactive power compensation[M]. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2005

[2] 慕小斌, 陈国富, 惠杰, 等. 非依赖模型精度的多频无源控制用于 APF 高精度谐波抑制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 1985  
MU Xiaobin, CHEN Guofu, HUI Jie, et al. High-precision harmonic suppression using APF with multi-frequency passivity-based control without dependence on model accuracy [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39 (7): 1985. DOI: 10.13334/j.0258 - 8013.pcsee.181002

[3] AMERISE A, MENGONI M, RIZZOLI G. Comparison of three voltage saturation algorithms in shunt active power filters with

- selective harmonic control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2020, 56 (3): 2762. DOI: 10.1109/TIA.2020.2972853
- [4] 梁莹玉, 刘建政, 李治艳. 有源电力滤波器改进无差拍-重复控制策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(19): 4573  
LIANG Yingyu, LIU Jianzheng, LI Zhiyan. Improved deadbeat-repetitive control strategy for active power filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33 (19): 4573. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.171416
- [5] KUKRER O, KOMURCUGIL H, GUZMAN R, et al. A new control strategy for three-phase shunt active power filters based on FIR prediction[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(9): 7702. DOI: 10.1109/TIE.2020.3013761
- [6] HOU Shixi, FEI Juntao. A self-organizing global sliding mode control and its application to active power filter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35 (7): 7640. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2958051
- [7] HOGAN D J, GONZALEZ-ESPIN F J, HAYES J G, et al. An adaptive digital-control scheme for improved active power filtering under distorted grid conditions[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65 (2): 988. DOI: 10.1109/TIE.2017.2726992
- [8] 潘国兵, 郑智超, 王坚锋, 等. LCL 有源电力滤波器分数阶快速重复控制策略[J]. *电机与控制学报*, 2020, 24(8): 92  
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. DOI: 10.15938/j.emc.2020.08.012
- [9] PANDOVE G, SINGH M. Robust repetitive control design for a three-phase four wire shunt active power filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15(5): 2810. DOI: 10.1109/TII.2018.2875035
- [10] WU Chao, NIAN Heng, PANG Bo, et al. Adaptive repetitive control of DFIG-DC system considering stator frequency variation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34 (4): 3302. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2854261
- [11] ZHU Mingzhe, YE Yongqiang, XIONG Yongkang, et al. Parameter robustness improvement for repetitive control in grid-tied inverters using an IIR filter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(7): 8454. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3045981
- [12] GENG Hua, ZHENG Zedong, ZOU Tianming, et al. Fast repetitive control with harmonic correction loops for shunt active power filter applied in weak grid [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55 (3): 3198. DOI: 10.1109/TIA.2019.2895570
- [13] XIE Chuan, LIU Dong, LI Kai, et al. Passivity-based design of repetitive controller for LCL-type grid-connected inverters suitable for microgrid applications [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36 (2): 2420. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3014365
- [14] HERRAN M A, FISCHER 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. DOI: 10.1109/JESTPE.2013.2290572
- [15] LIU Tianqi, WANG Danwei, ZHOU Keliang. High-performance grid simulator using parallel structure fractional repetitive control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31 (3): 2669. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2441732
- [16] KOLLURI S, GORLA N B Y, PANDA S K. Capacitor voltage ripple suppression in a modular multilevel converter using frequency-adaptive spatial repetitive-based circulating current controller [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(9): 9839. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2971737
- [17] ZOU Zhixiang, ZHOU Keliang, WANG Zheng, et al. Frequency-adaptive fractional-order repetitive control of shunt active power filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(3): 1659. DOI: 10.1109/TIE.2014.2363442
- [18] CUI Peiling, WANG Qirui, LI Sheng, et al. Combined FIR and fractional-order repetitive control for harmonic current suppression of magnetically suspended rotor system [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(6): 4828. DOI: 10.1109/TIE.2017.2668985
- [19] CHEN Hao, LIU Huawu, XING Yan, et al. Enhanced DFT-based controller for selective harmonic compensation in active power filters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34 (8): 8017. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2877848
- [20] LI Linlin, CHEN Zaozao, 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. DOI: 10.1109/TMECH.2020.2969222
- [21] YE Jie, LIU Linguo, XU Jinbang, et al. Frequency adaptive proportional-repetitive control for grid-connected inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(9): 7965. DOI: 10.1109/TIE.2020.3016247
- [22] LIU Zhichao, ZHANG Bin, ZHOU Keliang, et al. Virtual variable sampling repetitive control of single-phase DC/AC PWM converters [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(3): 1837. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2862411
- [23] LIU Zhichao, ZHANG Bin, ZHOU Keliang. Universal fractional-order design of linear phase lead compensation multirate repetitive control for PWM inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64 (9): 7132. DOI: 10.1109/TIE.2017.2686348
- [24] 宫金武, 查晓明, 陈佰锋. 一种快速重复控制策略在 APF 中的实现和分析[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(10): 110  
GONG Jinwu, ZHA Xiaoming, CHEN Baifeng. Analysis and realization of a fast repetitive controller in active power filter system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(10): 110. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2011.10.015
- [25] 高峰, 林辉. 三相四线制变频电网的谐波及无功电流检测[J]. *电机与控制学报*, 2014, 18(10): 14  
GAO Feng, LIN Hui. Detection for harmonics and reactive currents in three-phase four-wire variable-frequency power system [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(10): 14. DOI:10.15938/j.emc.2014.10.003