

变频电网三相有源电力滤波器重复控制策略

高峰[†]

(西安建筑科技大学 机电工程学院, 陕西 西安 710055)

摘要: 为了在变频环境下, 提高三相并联型有源电力滤波器的电流跟踪性能和补偿效果, 提出了一种基于并联通用内模, 具有频率自适应性的复合重复控制策略. 提出的并联通用内模能依据指令电流谐波成份的变化动态调节内模的补偿范围和延迟时间, 并进一步将延迟时间缩短至同等补偿范围内模的一半, 显著提高了重复控制器动态性能和适应能力. 内模中由电网频率变化引起的分数阶延时环节, 采用线性插值法近似, 使基于并联通用内模的重复控制器具有频率自适应性. 采用插入式结构设计了复合重复控制系统. 详细分析了复合控制系统的稳定条件和收敛性. 以飞机变频电网并联型有源电力滤波器系统为应用环境, 将提出的复合重复控制策略与其他控制策略进行了对比. 仿真和实验结果验证了提出的复合重复控制策略的有效性和优越性.

关键词: 有源电力滤波器; 电流跟踪; 重复控制; 内模; 变频电网

引用格式: 高峰. 变频电网三相有源电力滤波器重复控制策略. 控制理论与应用, 2018, 35(4): 447–456

中图分类号: TM71 **文献标识码:** A

A repetitive control strategy for three-phase active power filters in variable-frequency power grid

GAO Feng[†]

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

Abstract: To improving the current tracking performance and compensation effect of three-phase shunt active power filter (APF) in variable-frequency environment, a frequency-adaptive repetitive control strategy based on shunt generic internal model was proposed. The proposed shunt generic internal model can adjust compensation range and delay time according to changes in harmonics of current reference and its delay time is 1/2 shorter than other internal models which have same compensation range. These features significantly enhance the dynamic performance and the adaptability of repetitive controller. Fractional-order delay links which caused by changes of grid frequency approximated by linear interpolation method. It makes the repetitive controller based on shunt generic internal model can adapt to frequency changes. The compound repetitive control system was designed in plug-in mode and the stability condition and convergence of compound system were analyzed in detail. The comparison of proposed control strategy with others was made in shunt active power filter of aircraft variable-frequency power grid. Simulation and experimental results were shown to confirm the validity and superiority of the proposed repetitive control strategy.

Key words: active power filters; current tracking; repetitive control; internal model; variable-frequency power grid

Citation: GAO Feng. A repetitive control strategy for three-phase active power filters in variable-frequency power grid. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(4): 447–456

1 引言(Introduction)

为顺应现代飞机的“多电化”发展趋势, 省略了恒速传动机构或电力电子变换器的变速变频供电系统以其高效、可靠和大容量的优势已经成为先进民用飞机的首选, 例如B787和A380都采用了变频供电系统, 由于发电机由发电机经减速齿轮箱直接驱动, 因此, 随着发电机转速的不断变化, 飞机电网频率也在360

~800或900 Hz之间大范围变化^[1-2].

随着越来越多机载用电设备的应用, 大量非线性负载进入电网, 产生了大量谐波、无功功率损耗和负序电流, 导致飞机电网的电能质量下降, 带来了较大的安全隐患. 有源电力滤波器(active power filter, APF)是最有效的谐波抑制和无功补偿工具之一, 适用于各种谐波源, 能实现动态补偿^[3].

收稿日期: 2017-03-15; 录用日期: 2017-12-04.

[†]通信作者. E-mail: gao3f@xauat.edu.cn; Tel.: +86 15902951760.

本文责任编辑: 杨萃.

陕西省教育厅专项科研项目(16JK1451), 西安建筑科技大学基础研究基金(JC1512)资助.

Supported by the Shaanxi Provincial Department of Education Foundation (16JK1451) and the Xi'an University of Architecture and Technology Foundation for Basic Research (JC1512).

对于并联电压型APF, 电流跟踪控制的优劣直接影响其补偿性能. 除了PI控制、滞环控制等传统方法, 近年来又提出了谐振控制、无差拍控制、滑模控制、无源控制和自适应控制等多种电流控制策略^[4-8]. 当电网频率大范围变化时, 并联APF的电流控制将遇到稳态性能下降, 控制器带宽不足等问题. 2007年Odavic M等人为了360~800 Hz的变频电网的五电平APF, 设计了一种具有低开关频率和高带宽的预测电流控制器, 基本保证了电流跟踪效果^[9]. 2012年Venturini R P等人为了变频电网的并联APF, 设计了一种能选择性补偿的自适应电流控制器, 通过自适应补偿谐振滤波器的滞后角保证了电流控制的稳定性^[1]. 2013年Zanchetta P等人提出了一种应用于变频电网并联APF系统的采样频率可变的迭代学习控制策略, 通过改变每个周期采样点数和采样频率实现了变频条件下的电流控制^[2]. 然而, 这些方法的电流跟踪精度还有待提高.

基于内模原理的重复控制, 控制器结构简单, 稳态性能极佳, 非常适合跟踪或抑制周期输入或扰动^[10]. 内模是重复控制的核心和提高控制性能的关键. 经典内模在各谐波频率处具有高增益, 可补偿各次谐波. 为了缩短延迟时间, 避免无谐波频段的测量及干扰噪声放大^[11]. 能实现部分次谐波的补偿的“选择性重复控制内模”不断涌现.

2004年Costa-Castello R等人提出了补偿奇次谐波的内模, 延迟时间缩短到1/2个信号周期^[12]. 2007年Escobar G等人提出了包含零点的补偿奇次谐波的内模, 补偿灵敏度显著提高^[13]. 2008年Escobar G等人又提出了专门补偿 $6k \pm 1$ 次谐波的内模^[14]. 2009年Keliang Z等人提出了一种基于双模结构内模的重复控制器, 既可补偿奇次和偶次谐波, 又将延迟时间缩短到半个信号周期^[15]. 2012年Shuai J等人提出了利用不同角速度的同步坐标变换实现奇次谐波补偿^[16].

然而, 上述选择性内模补偿范围固定, 无法动态调整补偿范围以适应谐波源变动或指令电流谐波成分的变化. 2004年Mattavelli P等人提出了基于滑动离散余弦变换滤波器的内模, 可调整补偿范围且不增加计算复杂性, 但有一个指令周期的延迟, 无法动态调节响应时间^[17]. 2014年Wenzhou L等人提出了补偿 $nk \pm m$ 次谐波的通用性内模, 可任意调整补偿谐波次数, 但内模结构复杂^[18].

另外, 由于数据存储的需要, 数字重复控制器要求系统采样频率与参考信号基波频率之比为整数^[19]. 但在变频电网中, 电网频率时常变动, 当采样频率固定时, 不能保证该比值为整数, 若比值简单取整, 重复控制器的稳态性能将受损. 因此, 探索适应变频环境的重复控制器成为近年的研究热点.

2010年Olm J M等人则提出了一种自适应补偿策略来消除指令信号周期变化对重复控制性能的影响^[20].

2014年陈东等人在内模中采用基于线性插值法的数字滤波器, 根据频率变化调整滤波器参数, 使数字滤波器能逼近非整数延时环节^[19]. 2015年Zou Z X等人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非整数延时环节近似为一系列整数延时环节的累加, 有效的适应了频率的变化^[21]. 2016年Liu T Q等人提出了一种并联分支结构的分数阶重复控制器, 通过使控制器极点尽量逼近偏移前极点, 保持谐波频率处的高增益, 提高了变频情况下重复控制稳态性能^[22].

本文提出了一种由两个子内模并联而成的通用内模. 子内模延迟环节具有可变参数, 调整参数, 通用内模的补偿范围和延迟时间会相应变化, 而且通用内模的延迟时间比同等补偿范围内模缩短一半, 显著提升了重复控制器的动态性能, 减少了所需的存储单元. 在此基础上, 设计了基于并联通用内模的重复控制器和复合重复控制系统. 为了适应变频电网工作环境, 本文将并联通用内模延时环节非整数部分进行了线性插值近似, 保证了变频条件下的控制系统的稳态性能. 分析了复合重复控制系统的稳定条件和收敛性. 仿真和实验结果验证了基于提出的并联通用内模的复合重复控制策略的有效性和优越性.

2 并联通用内模 (Shunt generic internal model)

经典数字重复控制内模的结构如图1所示.

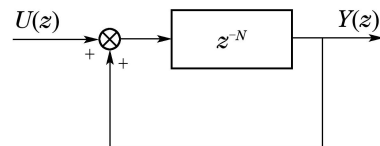


图1 经典内模结构图

Fig. 1 Structure diagrams of conventional internal model

经典内模的脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}. \quad (1)$$

由式(1)可知, 经典内模的极点为 $kj\omega_1$ (k 为整数, ω_1 为基波角频率), 可补偿所有奇、偶次谐波, 延迟时间为输入信号周期 T .

提出的并联通用重复控制内模由负反馈内模 $G_n(z)$ 和正反馈内模 $G_p(z)$ 并联而成, $G_n(z)$ 和 $G_p(z)$ 的延时环节中引入可变参数 p , 并且在各支路上加入增益 k_1 和 k_2 ($k_1 > 0$, $k_2 > 0$). 其结构如图2所示.

$G_n(z)$ 和 $G_p(z)$ 的脉冲传递函数分别为

$$G_n(z) = -\frac{z^{-N/p}}{1 + z^{-N/p}}, \quad (2)$$

$$G_p(z) = \frac{z^{-N/p}}{1 - z^{-N/p}}. \quad (3)$$

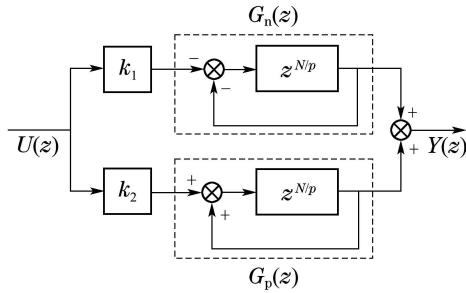


图2 并联通用内模结构图

Fig. 2 Structure diagrams of shunt generic internal model

根据式(2)–(3), $G_n(z)$ 的极点为 $[p(2k + 1)/2]j\omega_1$, 可补偿 $p(2k + 1)/2$ 次谐波, 相应的有 T/p 的延迟; $G_p(z)$ 的极点为 $pkj\omega_1$, 可补偿 pk 次谐波, 也有 T/p 的延迟. 调整 p 值可改变内模的补偿范围和延迟时间. 如当 $p = 2$ 时, $G_n(z)$ 可补偿奇次谐波, 即为文献[9]提出的内模, $G_p(z)$ 可补偿偶次谐波.

并联通用内模的脉冲传递函数为

$$G(z) = k_1 G_n(z) + k_2 G_p(z) = \frac{(k_2 - k_1)z^{-N/p} + (k_2 + k_1)z^{-2N/p}}{1 - z^{-2N/p}} \quad (4)$$

由式(4)可知, 并联通用内模的极点为 $(pk/2)j\omega_1$ ($p > 1$), 可补偿 $pk/2$ 次谐波, 由于采用并联结构, 内模的延迟时间仅为 T/p .

与同等补偿范围的内模相比, 并联通用内模的延迟时间可缩短了一半. 当 $p = 2$ 时, 并联通用内模可补偿全部谐波, 与经典内模相同, 但延迟时间仅为 $T/2$, 比经典内模缩短一半. 当 $p = 4$ 时, 并联通用内模可补偿偶次谐波, 延迟时间为 $T/4$, 补偿范围等同于 $G_p(z)$ ($p = 2$), 延迟时间却缩短一半, 以此类推.

图3为 $p = 12$, 基波频率 $f_R = 400$ Hz时, 并联通用内模的波特图. 由幅频特性可知, 在谐波频率为 $pkf_R/2$ ($k = 1, 2, 3, \dots$)处呈现高增益, 可实现对 $pk/2$ 次谐波的抑制. 而且内模增益的不同取值, 也会影响谐波频率处的增益. 通过局部放大图可看出, 若 k_1 较大, 在 $pk/2$ 次(k 取奇数)谐波处增益也较大. 若 k_2 较大, 在 $pk/2$ 次(k 取偶数)谐波处增益也较大, 反之亦然. 由相频特性可知, 在谐波频率处, 相位突变, 其他频率处, 因内模增益不同而略有差别.

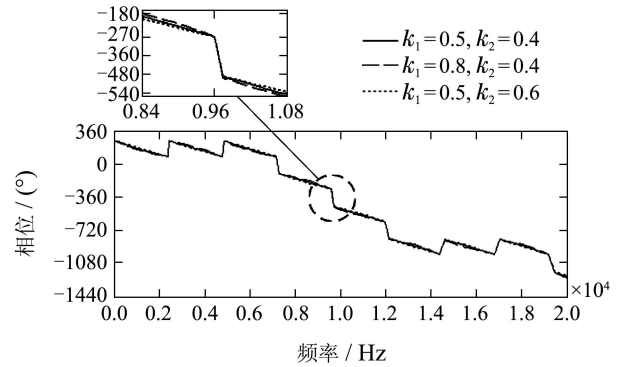
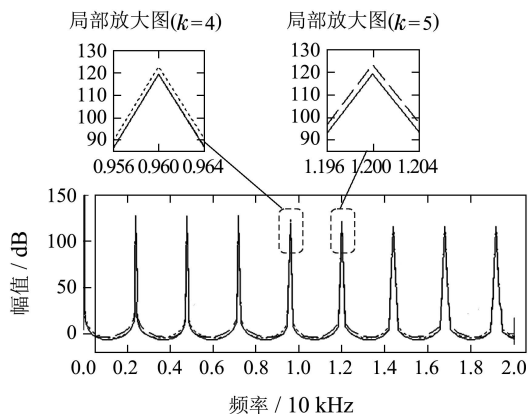


图3 并联通用内模的波特图

Fig. 3 Bode diagrams of shunt generic internal model

3 基于并联通用内模的复合重复控制策略 (A repetitive control strategy based on shunt generic internal model)

3.1 并联型APF的数学模型 (Mathematical model of shunt APF)

并联电压型APF系统结构如图4所示, 供电系统采用三相四线制, 电源相电压分别为 V_{sa} , V_{sb} 和 V_{sc} ; 三相不可控整流桥接阻感负载(L_d 和 R_d)构成非线性负载; R_m 为中线连接电阻; APF主电路采用三相四桥臂结构; i_{ci} ($i = a, b, c, n$)为第 i 相的补偿电流; $T_1 \sim T_8$ 为开关器件; L 是 a, b, c 桥臂的滤波电感, 其等效电阻为 R . L_n 是 n 桥臂的滤波电感, 其等效电阻为 R_n . APF直流侧接电容 C , 直流侧电压为 V_{dc} .

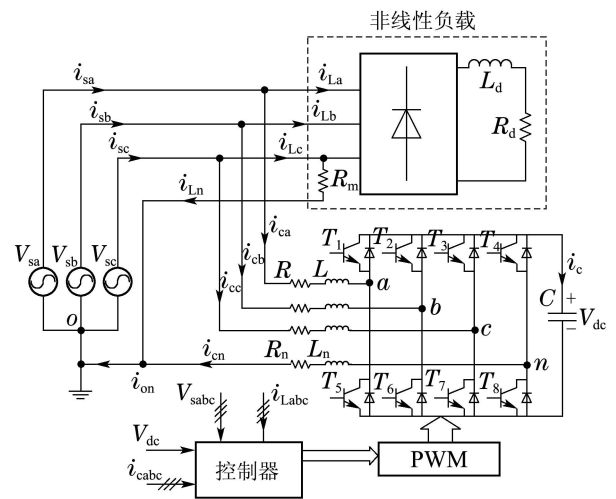


图4 并联电压型APF系统结构图

Fig. 4 Schematic diagram of shunt APF in three-phase four-wire power system

设 s_i 为开关函数, 当第 i 桥臂上管通且下管断时, $s_i = 1$. 当第 i 桥臂上管断且下管通时, $s_i = 0$.

根据KVL和KCL, 列方程得到并联APF系统在三相静止 abc 坐标系下数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} + L_n \frac{di_{cn}}{dt} = \\ V_{sa} - (s_a - s_n)V_{dc} - Ri_{ca} - R_n i_{cn}, \\ L \frac{di_{cb}}{dt} + L_n \frac{di_{cn}}{dt} = \\ V_{sb} - (s_b - s_n)V_{dc} - Ri_{cb} - R_n i_{cn}, \\ L \frac{di_{cc}}{dt} + L_n \frac{di_{cn}}{dt} = \\ V_{sc} - (s_c - s_n)V_{dc} - Ri_{cc} - R_n i_{cn}, \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \\ (s_a - s_n)i_{ca} + (s_b - s_n)i_{cb} + (s_c - s_n)i_{cc}. \end{cases} \quad (5)$$

设 $p_a = s_a - s_n$, $p_b = s_b - s_n$, $p_c = s_c - s_n$, $R_0 = R + 3R_n$, $L_0 = L + 3L_n$. 将式(5)转换成旋转 $dq0$ 坐标系下的数学模型, 如式(6)所示:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \omega Li_q + V_{sd} - p_d V_{dc}, \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = -\omega Li_d + V_{sq} - p_q V_{dc}, \\ L_0 \frac{di_0}{dt} + R_0 i_0 = V_{s0} - p_0 V_{dc}, \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} p_d i_d + \frac{3}{2} p_q i_q + 3p_0 i_0. \end{cases} \quad (6)$$

再设

$$\begin{cases} u_{rd} = \omega Li_q + V_{sd} - p_d V_{dc}, \\ u_{rq} = -\omega Li_d + V_{sq} - p_q V_{dc}, \\ u_{r0} = V_{s0} - p_0 V_{dc}. \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6), 可得到解耦后 d , q 和 0 轴电流相互独立的数学模型, 可实现电流 i_d , i_q 和 i_0 的独立控制.

3.2 频率自适应重复控制器的设计(The design of a frequency-adaptive repetitive controller)

由于延时环节难用模拟形式实现, 重复控制器需要用数字形式实现. 对于基于并联通用内模的数字重复控制器, 每个指令周期的采样次数为 N , 即

$$N = \frac{f_s}{f_r}, \quad (8)$$

其中: f_r 为指令电流频率, 也等于电源频率; f_s 为数字控制系统的采样频率.

并联通用内模中的延时环节为 $z^{-N/p}$, 则

$$\frac{N}{p} = \frac{f_s}{pf_r}. \quad (9)$$

为了给数字控制器分配数据存储空间, 要求 N/p 必须为整数. 然而, 在电源频率 f_r 大范围变化或波动的情况下, 当采样频率 f_s 固定时, N 很可能为非整数, 再考虑参数 p 的取值, 最终 N/p 是非整数的几率很大.

若对 N/p 简单取整, 系统稳态误差将增大, 重复控制器稳态性能将下降. 若为了保持 N/p 为整数, 让采样频率与 p 倍的电源频率同步变化, 将导致系统成为时变系统, 增加了系统的复杂性.

本文采用固定的采样频率, 为了应对 N/p 非整数的情况, 当 N/p 是非整数时, 取

$$\frac{N}{p} = N_i + N_f, \quad (10)$$

其中 N_i 和 N_f 分别为比值 N/p 的整数部分和小数部分. 则并联通用内模中的延时环节 $z^{-N/p}$ 可由整数阶延迟环节 z^{-N_i} 和分数阶延迟环节 z^{-N_f} 串联而成.

对于分数阶延迟环节 z^{-N_f} , 采用文献[21]的方法, 用一阶线性插值法近似表示, 即

$$z^{-N_f} = M(z) \approx (1 - N_f) + N_f z^{-1}. \quad (11)$$

另外, 为了增强重复控制器的稳定性, 在并联通用内模的延时环节前加入系数 k_f , 取 $0 < k_f < 1$. k_f 的取值需权衡稳定性与稳态误差的要求. k_f 越接近于 1, 稳态误差越小, 但系统越接近临界稳定, 反之亦然.

$G_m(z)$ 为并联通用内模脉冲传递函数, 即

$$G_m(z) = k_2 \frac{k_f z^{-N_i} M(z)}{1 - k_f z^{-N_i} M(z)} - \frac{k_1 z^{-N_i} M(z)}{1 + k_f z^{-N_i} M(z)}. \quad (12)$$

$B(z)$ 为补偿器, 用于补偿系统的幅值和相位^[17]. 可以适应电源频率变化, 具有频率自适应性的重复控制器如图5所示.

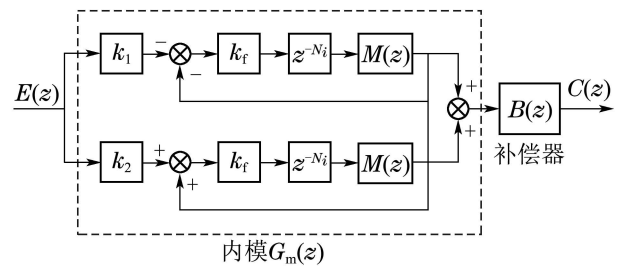


图5 频率自适应重复控制器
Fig. 5 Frequency-adaptive repetitive controller

3.3 复合重复控制系统的设计(The design of a compound repetitive control system)

由于重复控制固有的延迟, 因此单独使用, 系统动态性能不佳. 本文设计了复合重复控制系统. 复合系统采用“插入式结构”, 即将图5的重复控制器插入到比例控制系统中, 构成频率自适应的复合重复控制系统 (frequency-adaptive compound repetitive control system, FACRCS), d 轴电流复合重复控制系统如图6所示. 比例控制可弥补重复控制较差的动态性能, 而重复控制则能保证复合系统有优异的稳态性能.

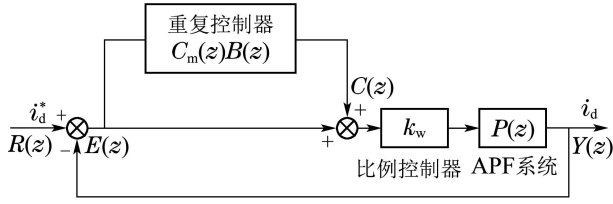


图6 频率自适应复合重复控制系统

Fig. 6 Frequency-adaptive compound repetitive control system

图6中, $P(z)$ 为APF系统的数学模型, 即

$$P(z) = Z\left[\frac{K_M}{(\tau_s s + 1)(\tau_f s + 1)(Ls + R)}\right], \quad (13)$$

其中: τ_s 为变换器延时, τ_f 表示滤波和采样延时, K_M 为APF变换器放大倍数.

$H(z)$ 为比例控制系统的脉冲传递函数. 其中 k_w 为比例系数.

$$H(z) = \frac{k_w P(z)}{1 + k_w P(z)}. \quad (14)$$

补偿器 $B(z)$ 的脉冲传递函数为

$$B(z) = \frac{k_r}{H(z)}, \quad (15)$$

其中 k_r 为其幅值衰减系数, $k_r > 0$.

为实现各轴的电流控制, 本文采用文献[23]的方法生成指令电流, 并通过Park变换转换到 $dq0$ 坐标系下, Park变换可使奇、偶次谐波相互转换^[16], 例如 $6k \pm 1$ 次谐波可转换为 $6k$ 次谐波. 为并联通用内模的使用提供了条件.

4 FACRCS的特性分析(Analysis of FACRCS characteristics)

4.1 稳定条件(Stability condition)

由图6可知, FACRCS的脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{[1 + G_m(z)B(z)]k_w P(z)}{1 + [1 + G_m(z)B(z)]k_w P(z)}. \quad (16)$$

将式(14)代入式(16)可得

$$G(z) = \frac{H(z)[1 + G_m(z)B(z)]}{1 + G_m(z)B(z)H(z)}. \quad (17)$$

由式(17)和式(12)可推导出FACRCS的闭环特征方程为

$$\begin{aligned} & [(k_2 + k_1)k_r^2 M^2(z)B(z)H(z) - k_r^2 M^2(z)]z^{-2N_i} + \\ & [(k_2 - k_1)k_r M(z)B(z)H(z)]z^{-N_i} + 1 = 0. \end{aligned} \quad (18)$$

根据式(16)和式(18), 若使FACRCS渐进稳定应满足以下条件:

1) 方程 $1 + k_w P(z) = 0$ 的根均在单位圆内, 即原始的比例控制系统稳定.

2) 闭环特征方程(18)的根均在单位圆内, 即满足

$$\begin{aligned} & |(2[(k_2 + k_1)k_r - 1]/((k_1 - k_2)k_r \pm \\ & \sqrt{(k_2 - k_1)^2 k_r^2 - 4[(k_2 + k_1)k_r - 1]}| < \\ & |k_f M(z)|^{-1}. \end{aligned} \quad (19)$$

当控制对象 $P(z)$ 给定时, 可合理选择 k_w 的取值, 可保证满足条件1. 合理调整重复控制器的相关参数, 可保证条件2满足, 使FACRCS渐进稳定.

4.2 收敛性(Convergence)

对照图5和图6, 假设图5中负反馈内模延迟环节的输入为 $U_{k+1}(z)$, 输出为 $U_k(z)$, 正反馈内模延迟环节的输入为 $U'_{k+1}(z)$, 输出为 $U'_k(z)$. 假设图6中复合控制系统误差为 $E_{k+1}(z)$, 代表 $k+1$ 个重复周期的误差, 假设 $i_d^{k+1}(z)$ 代表 $k+1$ 个重复周期的指令电流值. 上述变量中的 k 代表重复周期数.

根据信号执行顺序列方程:

$$\begin{cases} U_{k+1} = -U_k - k_1 E_{k+1}, \\ U'_{k+1} = U'_k + k_2 E_{k+1}, \\ E_{k+1} = i_d^{k+1} - [E_{k+1} + (U_k + U'_k)B]k_w P. \end{cases} \quad (20)$$

对方程组(20), 进行递推整理, 可推出

$$\begin{cases} E_{k+1} = -k_r(U_k + U'_k) + \frac{i_d^{k+1}}{1 + k_w P}, \\ (k_1 k_r - 1)E_k = k_r(U'_{k-1} - U_k) - \frac{i_d^k}{1 + k_w P}, \\ (k_2 k_r - 1)E_k = k_r(U_{k-1} + U'_k) - \frac{i_d^k}{1 + k_w P}. \end{cases} \quad (21)$$

再根据式(21)进行整理, 可推出

$$\begin{cases} [(k_1 + k_2)k_r - 1]E_k = \\ k_r(U'_k - U_k) - \frac{1}{1 + k_w P} i_d^k, \\ (k_2 - k_1)E_k = (U_k + U'_k) + (U_{k-1} - U'_{k-1}). \end{cases} \quad (22)$$

最终由式(22)可推出

$$E_{k+1} = k_r(k_1 - k_2)E_k + [1 - k_r(k_1 + k_2)]E_{k-1}. \quad (23)$$

式(23)表示了连续周期误差的递推关系. 显然当满足下式时, 系统必定收敛.

$$\begin{cases} 0 < k_r(k_1 - k_2) < 1, \\ 0 < 1 - k_r(k_1 + k_2) < 1. \end{cases} \quad (24)$$

分析式(24)可知, 当 $0 < k_r k_1 < 1$ 时, 系统收敛. 当 k_r 一定时, k_1 和 k_2 之差越小, 且 k_1 和 k_2 之和越接近 $1/k_r$, 系统收敛越快.

5 仿真和实验结果 (Simulation and experimental results)

本文将FACRCS应用到飞机交流变频电网的并联APF系统中,进行了仿真分析和实验验证. 并联APF系统的主要参数如表1所示.

表1 并联APF系统主要参数
Table 1 Main parameters of shunt APF system

参数/单位	值
容量 Q/kVA	5
电网频率 f_r/Hz	360~800
电网相电压 V_s/V	115
输出滤波电感 L/mH	2
负载电感 L_d/mH	2
负载电阻 R_d/Ω	20
直流侧电压 V_{dc}/V	500
直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	2000
开关频率 f_c/kHz	20

5.1 仿真分析 (Simulation analysis)

本文采用MATLAB/Simulink进行仿真建模与分析. 取采样频率

$$f_s = 50 \text{ kHz}, R = R_n = 0.1 \Omega,$$

$$L = L_n, \tau_s = 10^{-4} \text{ s},$$

$$\tau_f = 5 \times 10^{-5} \text{ s}, K_M = 0.325,$$

则 $P(z)$ 为

$$P(z) = \frac{5.181z^2 + 4.51z}{z^3 - 2.488z^2 + 2.036z - 0.548}. \quad (25)$$

并联APF系统采用双闭环控制, 电流内环采用重复控制, 取

$$k_r = 1.2, k_f = 0.95,$$

$$k_w = 0.0015, k_1 = 0.5, k_2 = 0.4.$$

电压外环采用PI控制, 取 $k_p = 550, k_i = 8$.

图7和图8分别显示了电网频率分别为400 Hz和800 Hz时, FACRCS的 d 和 q 轴补偿电流(I_d, I_q)的跟踪波形及负载电流的波形. 图9对比了两个复合重复控制系统的跟踪误差 $E_d(E_d = I_d^* - I_d)$. 复合重复控制系统1, 2分别代表基于 $6k \pm 1$ 次内模^[14]的系统和FACRCS.

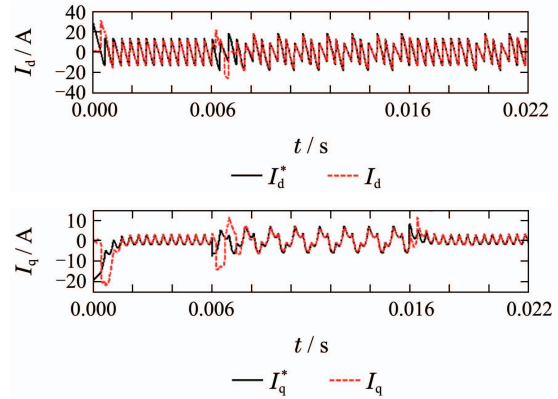
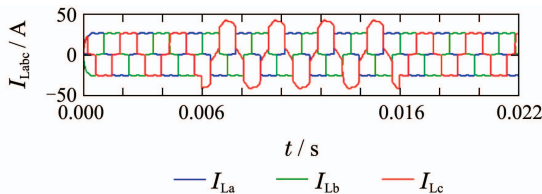


图7 $f_r = 400 \text{ Hz}$ 时 d 轴和 q 轴补偿电流的跟踪波形
Fig. 7 Tracking waveforms of d -axis and q -axis compensation current as $f_r = 400 \text{ Hz}$

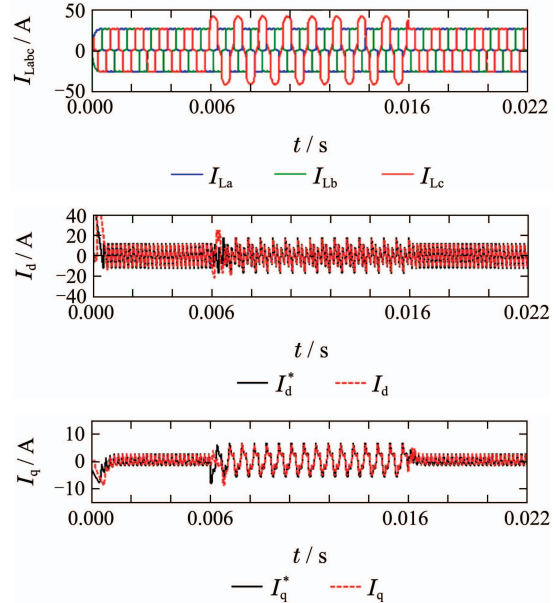


图8 $f_r = 800 \text{ Hz}$ 时 d 轴和 q 轴补偿电流的跟踪波形
Fig. 8 Tracking waveforms of d -axis and q -axis compensation current as $f_r = 800 \text{ Hz}$

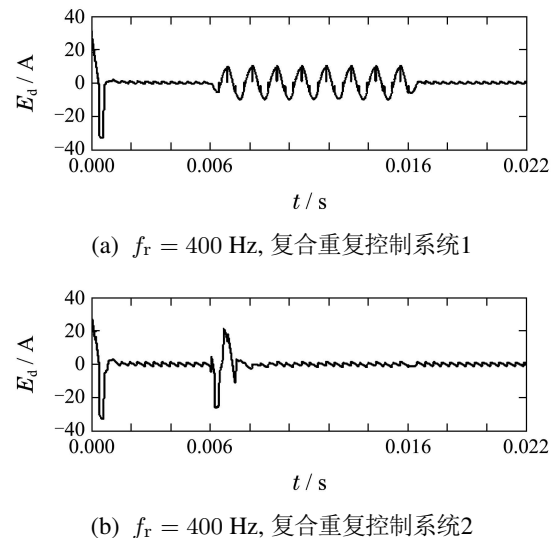


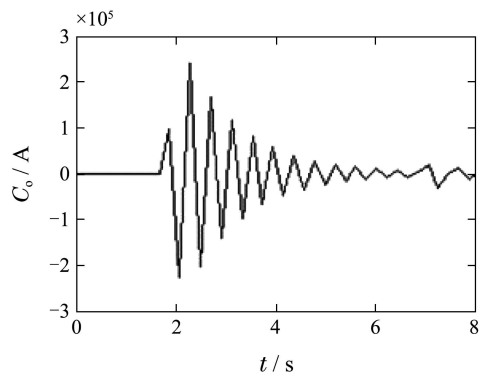
图9 $f_r = 400 \text{ Hz}$ 时两个复合重复控制系统 E_d 的对比
Fig. 9 Comparison of E_d for two compound repetitive control systems as $f_r = 400 \text{ Hz}$

为了验证并联通用内模可动态调节补偿范围的特性, 特在0.006 s到0.016 s期间使三相负载出现不平衡(取 $R_m = 10 \Omega$), 其余时间三相负载平衡(取 $R_m = 10^6 \Omega$), 这可从三相负载电流的波形看出. 负载的变动改变了指令电流谐波成份, 因此, FACRCS在负载平衡时取内模参数 $p = 12$, 不平衡时取 $p = 4$.

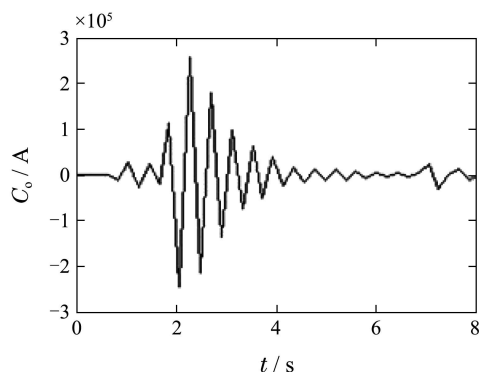
一方面, 从图7或图8可知, FACRCS的 d, q 轴补偿电流在负载平衡或不平衡时都能紧密跟踪指令电流. 从图9的对比可进一步看出, 当负载平衡时, 复合重复控制系统1, 2的跟踪误差基本相当, 但负载不平衡时, FACRCS的跟踪误差在过渡过程后依然较小, 而复合重复控制系统2的跟踪误差增大很多. 因此, 由于补偿范围能动态调整, 使得FACRCS可以适应指令电流谐波成份的变化, 保证了补偿电流的跟踪精度.

另一方面, 由图7-9可知, 尽管电网频率为400 Hz和800 Hz时 N/p 都是非整数(如400 Hz时, 负载平衡时 $N/p = 10.42$, 负载不平衡时 $N/p = 31.25$), 但由于采用了频率自适应重复控制器, FACRCS的 I_d, I_q 都能紧密跟踪指令电流. 可见, FACRCS能良好的适应电网频率的变化, 保证了变频环境中控制系统的稳态性能.

图10显示了电网频率为400 Hz和 800 Hz时, 分别基于 $6k \pm 1$ 次内模和并联通用内模($p = 12$)的两个重复控制器的输出. 两个重复控制器的补偿范围一致. 图中从 $t = 0$ 开始的一段零输出时间是重复控制内模的延迟时间. 很明显, 不同的电网周期下, 基于并联通用内模的重复控制器延迟时间只有 $6k \pm 1$ 次重复控制器的一半. 证明在同等补偿范围下, 并联通用内模可将延迟时间缩短一半.



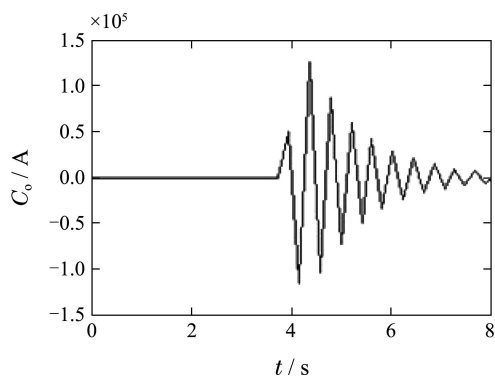
(c) $f_r = 800 \text{ Hz}, 6k \pm 1$ 重复控制器



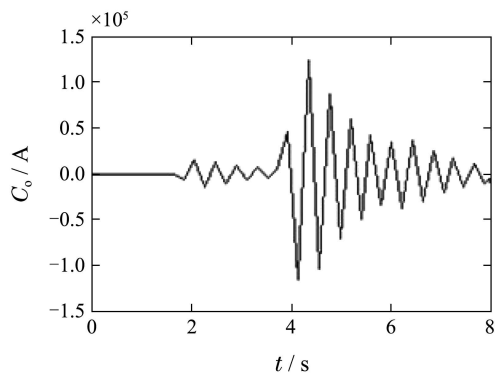
(d) $f_r = 800 \text{ Hz}$, 并联通用重复控制器

图10 $f_r = 400 \text{ Hz}$ 和 $f_r = 800 \text{ Hz}$ 时两个重复控制器的输出
Fig. 10 Outputs of two repetitive controllers as $f_r = 400 \text{ Hz}$ and $f_r = 800 \text{ Hz}$

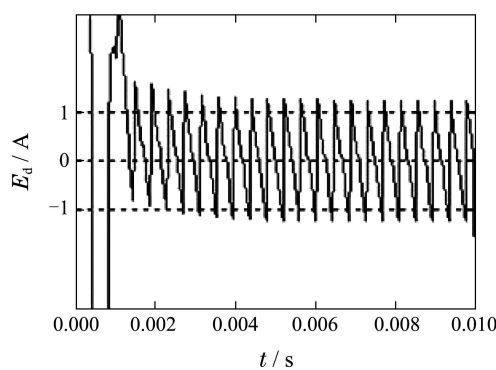
图11对比了电网频率为400 Hz时, 内模增益系数 k_1 和 k_2 取4组不同值时对应的电流跟踪误差.



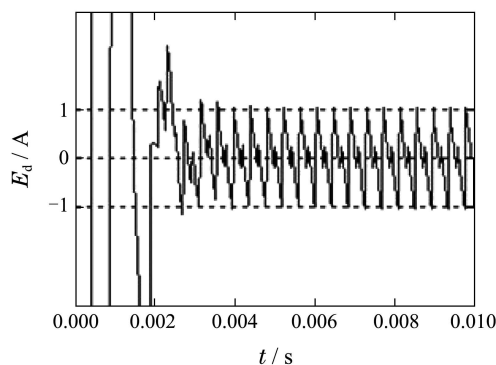
(a) $f_r = 400 \text{ Hz}, 6k \pm 1$ 重复控制器



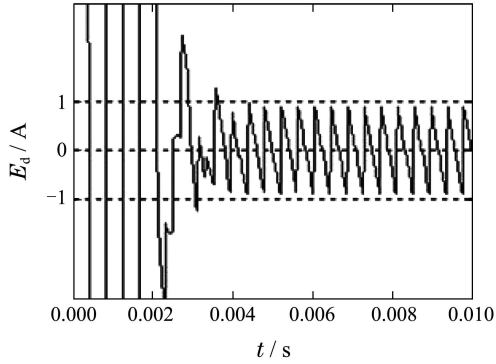
(b) $f_r = 400 \text{ Hz}$, 并联通用重复控制器



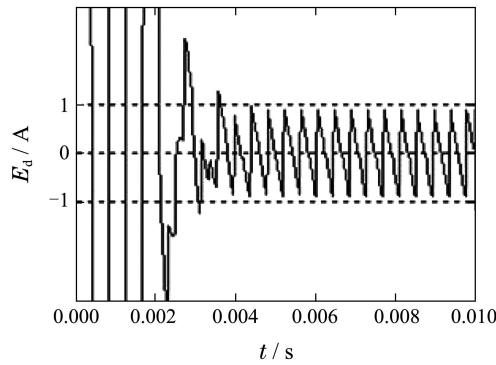
(a) $k_1 = 0.5, k_2 = 0.4$



(b) $k_1 = 0.8, k_2 = 0.4$



(c) $k_1 = 0.5, k_2 = 0.8$



(d) $k_1 = 0.7, k_2 = 0.6$

图 11 k_1 和 k_2 不同取值时FACRCS的 E_d 对比

Fig. 11 Comparison of E_d on different k_1 and k_2 for FACRCS

可以看出,4组取值中, $k_1 = 0.5, k_2 = 0.4$ 时,由于二者之和最接近 $1/k_r$,二者之差也最小,因此过渡过程最短,收敛最快,但稳态误差最大.取另3组值时,跟踪误差过渡过程较长,但稳态误差也较小.这与理论分析结论一致.所以,并联通用内模中 k_1, k_2 的取值需折中平衡收敛速度和稳态误差.

图12显示了三相负载平衡时,电网频率从400 Hz升至500 Hz的动态过程中,三相电源电压波形,FACRCS($k_1 = 0.5, k_2 = 0.4$)的d轴补偿电流跟踪波形和跟踪误差.从图中可知,在0.01 s至0.02 s期间,由于电网频率快速变化,锁相环提供的频率相对实际频率存在一定的滞后,同时影响到谐波检测和电流控制两个环节,导致电网频率上升过程中,出现较大的电流跟踪误差.但当频率稳定后,补偿电流又恢复了高精度跟踪.

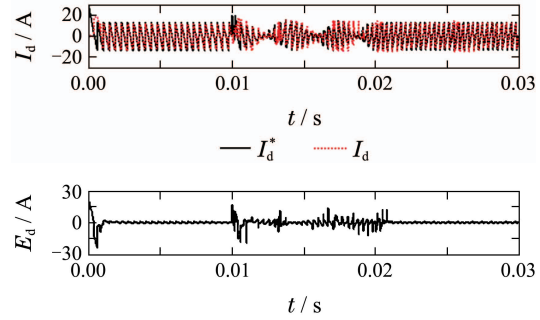
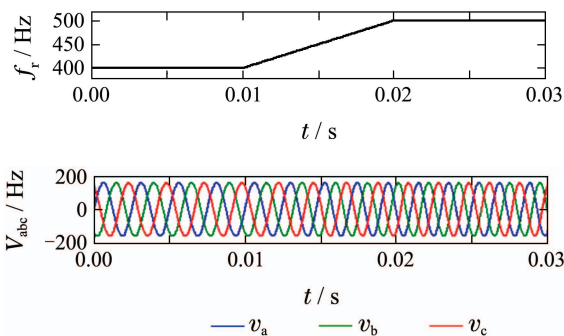


图 12 f_r 从400 Hz升至500 Hz动态过程中d轴补偿电流的跟踪波形

Fig. 12 Tracking waveforms of d -axis compensation current when f_r increased from 400 Hz to 500 Hz

5.2 实验结果(Experimental results)

图13为两种电网频率下,基于该系统的,相应的补偿电流 I_{ca1} (400 Hz)和 I_{ca2} (800 Hz)的实验波形.图14和图15分别是电网频率为400 Hz和800 Hz时,基于FACRCS($k_1 = 0.5, k_2 = 0.4$)的,APF系统A相电源电压 V_{sa} 和电源电流 I_{sa} 的实验波形.负载由平衡状态过渡到不平衡状态.表2给出了图14和图15中 I_{sa} 的谐波总畸变率(harmonic total distortion, THD),其中THD1和THD2分别为负载平衡和不平衡时的总畸变率.

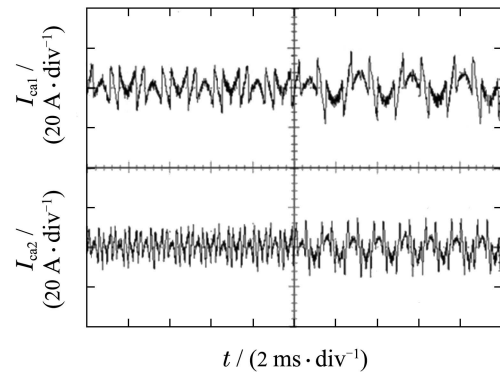


图 13 $f_r = 400$ Hz和 $f_r = 800$ Hz时基于FACRCS的 I_{ca} 的实验波形

Fig. 13 Experimental results of I_{ca} based on FACRCS as $f_r = 400$ Hz and $f_r = 800$ Hz

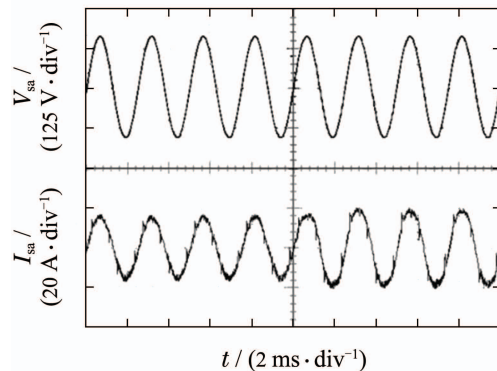


图 14 $f_r = 400$ Hz时基于FACRCS的 V_{sa} 和 I_{sa} 的实验波形

Fig. 14 Experimental results of V_{sa} and I_{sa} based on FACRCS as $f_r = 400$ Hz

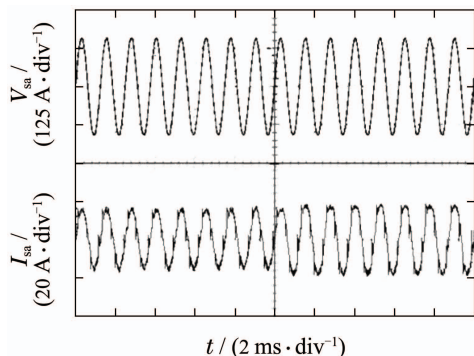


图 15 $f_r = 800$ Hz时基于FACRCS的 V_{sa} 和 I_{sa} 的实验波形
Fig. 15 Experimental results of V_{sa} and I_{sa} based on FACRCS as $f_r = 800$ Hz

表 2 图14和图15中电源电流 I_{sa} 的THD
Table 2 THDs of I_{sa} in figure 14 and figure 15

电网频率/Hz	THD1(平衡)/%	THD2(不平衡)/%
400	3.35	3.52
800	3.67	3.85

从图13可知,不同电网频率下,负载平衡和不平衡时, I_{ca} 的波形变化明显,反映了负载变动引起了指令电流中谐波成分的变化。

从图14-15和表2可知,当采用FACRCS时,首先,某个电网频率下,负载变动前后,电源电压和补偿后电源电流始终保持同相位。其次,某个电网频率下,负载平衡时 I_{sa} 的THD值与负载不平衡时的很接近,且都小于0.05。再次,电网频率的大范围变化后,补偿后电源电流的THD值变化不大。说明FACRCS能随指令电流谐波成份的变化而调整补偿范围,可以适应电网频率的大范围变化,稳态性能较好,使APF的补偿效果满足要求。

图16显示了负载由平衡到不平衡状态过程中,基于 $6k \pm 1$ 内模的复合重复控制系统的 I_{sa1} 和基于FACRCS($k_1 = 0.8, k_2 = 0.4$)的 I_{sa2} 的实验波形。表3对比了图16中两种控制系统的 I_{sa} 的THD值。

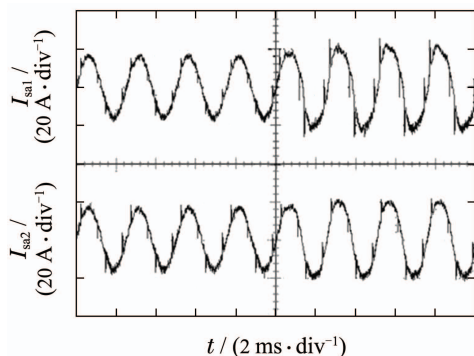


图 16 $f_r = 400$ Hz时基于 $6k \pm 1$ 内模重复控制系统和FACRCS($k_1 = 0.8, k_2 = 0.4$)的 I_{sa} 的实验波形
Fig. 16 Experimental results of I_{sa} based on $6k \pm 1$ repetitive control system and FACRCS ($k_1 = 0.8, k_2 = 0.4$) as $f_r = 400$ Hz

表 3 $f_r = 400$ Hz时基于两种控制系统的 I_{sa} 的THD对比

Table 3 Comparison of THDs based on two control systems as $f_r = 400$ Hz

控制系统	THD1(平衡)	THD2(不平衡)
$6k \pm 1$ 复合控制	3.20%	12.70%
FACRCS($k_1 = 0.8, k_2 = 0.4$)	4.50%	4.85%

从图16和表3可看出,负载不平衡时,基于 $6k \pm 1$ 复合重复控制系统的 I_{sa} 波形畸变明显,THD值较负载平衡时变大很多,反映出该系统由于补偿范围固定,无法适应指令电流的变化,导致跟踪误差增大,补偿效果变差。结合图16中 I_{sa2} ,图14中 I_{sa} ,表2-3可知,并联通用内模的内模增益取值会影响FACRCS的控制效果,这与特性分析和仿真结论一致,因此,合理选取内模增益可保证FACRCS的控制效果和APF的补偿质量。

图17显示了负载平衡状态下,电网频率从400 Hz升至500 Hz动态过程中,APF系统A相电源电压 V_{sa} 和电源电流 I_{sa} 的实验波形。 V_{sa} 和 I_{sa} 波形明显的周期变化反映出电网频率的变化。在电网频率快速上升过程中,由于补偿电流跟踪效果不理想,使电源电流毛刺较大,但在电网频率变化的前后, I_{sa} 基本接近正弦波且与 V_{sa} 同相位。

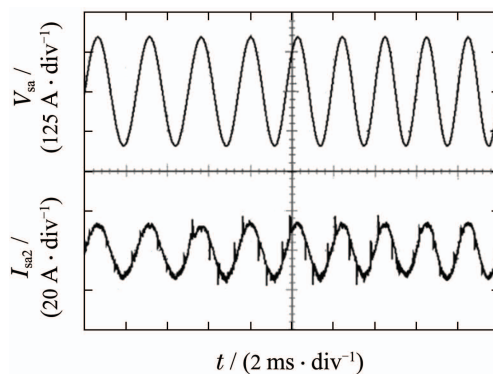


图 17 f_r 从400 Hz升至500 Hz动态过程中基于FACRCS的 V_{sa} 和 I_{sa} 的实验波形
Fig. 17 Experimental results of V_{sa} and I_{sa} based on FACRCS when f_r increased from 400 Hz to 500 Hz

6 结论(Conclusions)

本文提出了并联通用内模,并在其基础上设计了频率自适应的复合重复控制系统(FACRCS)。研究结论如下:

- 1) 提出的并联通用内模,依靠延时环节的可变参数和特殊的并联结构,可动态调节补偿范围或延迟时间,而且能将延迟时间缩短为同等补偿范围内模的一半,显著提高了内模的动态性能。
- 2) 采用线性插值近似分数阶延时环节的方法,使

基于并联通用内模的重复控制器具有了频率自适应性,有效的适应了电网频率的变化。

3) 仿真和实验结果表明,具有适当参数的FACRCS能很好的应对负载变动和变频环境,电流跟踪精度高,APF补偿效果优良。

参考文献(References):

- [1] VENTURINI R P, MATTAVELLI P, ZANCHETTA P, et al. Adaptive selective compensation for variable frequency active power filters in more electrical aircraft [J]. *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 1319 – 1328.
- [2] ZANCHETTA P, DEGANO M, LIU J Y, et al. Iterative learning control with variable sampling frequency for current control of grid-connected converters in aircraft power systems [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2013, 49(4): 1548 – 1555.
- [3] WANG Zhaoan, YANG Jun, LIU Jinjun, et al. *Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation* [M]. Second Edition. Beijing: China Machine Press, 2005: 257 – 259.
(王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2005: 257 – 259.)
- [4] YI Hao, ZHUO Fang, ZHAI Hao. Research on source current detection type APF control scheme based on vector resonant regulator [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(7): 72 – 79.
(易皓, 卓放, 翟灏. 基于矢量谐振调节器的有源电力滤波器网侧电流检测控制方法研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 72 – 79.)
- [5] JIANG Weidong, WANG Lei, MA Weicheng, et al. A control method based on current tracking error compensation of deadbeat control for a three-phase active power filter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(1): 1 – 11.
(姜卫东, 汪磊, 马炜程, 等. 一种电流跟踪误差补偿的三相有源电力滤波器的无差拍控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 1 – 11.)
- [6] YANG Longyue, LIU Jianhua, WANG Chonglin. Hybrid shunt active power filter based on novel sliding mode control [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(33): 5868 – 5875.
(杨龙月, 刘建华, 王崇林. 有源电力滤波器精确反馈线性化准滑模变结构控制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5868 – 5875.)
- [7] DING Qingqing, LU Wei, XU Changbo, et al. Passivity-based control of a three-phase shunt hybrid active power filter [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(5): 1 – 6.
(丁青青, 鲁伟, 徐长波, 等. 三相并联混合有源电力滤波器的无源控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(5): 1 – 6.)
- [8] XU Changbo, LI Chunwen, LU Wei. Adaptive fuzzy control for active power filter with distributed generators [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(1): 100 – 104.
(徐长波, 李春文, 鲁伟. 带分布式电源的有源滤波器的模糊自适应控制 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 100 – 104.)
- [9] ODAVIC M, ZANCHETTA P, SUMNER M. A low switching frequency high bandwidth current control for active shunt power filter in aircrafts power networks [C] // *IEEE Industrial Electronics Society*. Taipei: IEEE, 2007: 1863 – 1868.
- [10] KURNIAWAN E, ZHENWEI C, ZHIHONG M. Design of robust repetitive control with time-varying sampling periods [J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2014, 61(6): 2834 – 2841.
- [11] RODRIGUEZ A, GIRON C, SAEZ V, et al. Analysis of repetitive-based controllers for selective harmonic compensation in active power filters [C] // *IECON 2010—36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Glendale: IEEE, 2010: 2013 – 2018.
- [12] COATA-CASTELLO R, GRINO R, FOSSAS E. Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter [J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1060 – 1068.
- [13] ESCOBAR G, MARTINEZ P R, LEYVA-RAMOS J. Analog circuits to implement repetitive controllers with feedforward for harmonic compensation [J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2007, 54(1): 567 – 573.
- [14] ESCOBAR G, HERNANDEZ-BRIONES P G, MARTINEZ P R, et al. A repetitive-based controller for the compensation of $6k \pm 1$ harmonic components [J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2008, 55(8): 3150 – 3158.
- [15] ZHOU K L, WANG D, ZHANG B, et al. Plug-in dual-mode-structure repetitive controller for CVCF PWM inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 784 – 791.
- [16] IANG S, CAO D, LI Y, et al. Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS inverters [J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2012, 27(6): 2994 – 3005.
- [17] MATTAVELLI P, MARAFAO F P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(5): 1018 – 1024.
- [18] LU W Z, ZHOU K L, WANG D W, et al. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for PWM converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(3): 1516 – 1527.
- [19] CHEN Dong, ZHANG Junming, QIAN Zhaoming. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-varying adaptability [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(6): 64 – 70.
(陈东, 张军明, 钱照明. 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]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 64 – 70.)
- [20] OLM J M, RAMOS G A, COSTA-CASTELLO R. Adaptive compensation strategy for the racking/rejection of signals with time-varying frequency in digital repetitive control systems [J]. *Journal of Process Control*, 2010, 20(4): 551 – 558.
- [21] ZOU Z X, ZHOU K L, WANG Z, et al. Frequency-adaptive fractional-order repetitive control of shunt active power filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(3): 1659 – 1668.
- [22] LIU T Q, WANG D W, ZHOU K L. High-performance grid simulator using parallel structure fractional repetitive control [J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2016, 31(3): 2669 – 2679.
- [23] 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 – 20.
(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 – 20.)

作者简介:

高峰 (1975–), 男, 讲师, 主要研究方向为电力电子功率变换、电能质量控制、新能源发电技术, E-mail: gao3f@xauat.edu.cn.