

# PI<sup>λ</sup>电流内环控制器实现的链式 APF 在外超导磁体中的应用

张月明<sup>1</sup>, 李俊<sup>1</sup>, 刘嘉<sup>1</sup>, 刘小宁<sup>2</sup>, 张敏敏<sup>1</sup>, 沈美杰<sup>1</sup>, 周海峰<sup>1</sup>

(1. 南京工业大学自动化与电气工程学院, 江苏 南京 211816; 2. 中国科学院强磁场科学中心, 安徽 合肥 230031)

**摘要:** 稳态强磁场超导磁体电源采用双反星型可控硅整流技术方案, 是一种典型的非线性负载, 运行时会带来较大的无功冲击及谐波污染。针对科学装置的链式高压有源电力滤波方案规划, 结合有源滤波系统的非线性特性, 提出一种采用分数阶 PI 控制器代替普通 PI 控制器实现的电流内环解耦方法, 基于改进的 Oustaloup 算法, 实现分数阶微积分的求解。通过仿真与实验对比分析了分数阶 PI 与常规 PI 控制器的运行效果。经仿真与实验表明, 采用的分数阶 PI 电流内环控制器是正确的, 且具有一定的参考价值。

**关键词:** 超导磁体电源; 谐波抑制; 有源滤波; 分数阶 PI

## PI<sup>λ</sup> current loop controller for chain APF application of the outer superconducting magnet

ZHANG Yueing<sup>1</sup>, LI Jun<sup>1</sup>, LIU Jia<sup>1</sup>, LIU Xiaoning<sup>2</sup>, ZHANG Minmin<sup>1</sup>, SHEN Meijie<sup>1</sup>, ZHOU Haifeng<sup>1</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Nanjing University of Technology, Nanjing 211816, China;

2. High Magnetic Field Laboratory, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China)

**Abstract:** Superconducting magnet power of stabilized intense magnetic fields adopts double-inverse-star silicon controlled rectifying technology; it is a typical non-linear load, which will bring about larger idle impact and harmonic pollution at runtime. Aiming at the program planning for chained high-voltage active power filter system in scientific devices, combing with the non-linear characteristics of active power filter system, a method adopting the fractional-order PI controller instead of ordinary PI controller is proposed to realize inner loop decoupling, and based on improved Oustaloup algorithm to achieve solution of fractional calculus. Through simulation and experimental comparison, the running effect of fractional-order PI controller and conventional PI controller is analyzed. According to simulation and experiment, this fractional-order PI controller is correct, and has a certain value for reference.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50977086).

**Key words:** superconducting magnet power supply; harmonic suppression; active filtering; fractional PI

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)01-0122-07

## 0 引言

我国“十一五”重大科技基础设施建设项目—强磁场实验装置项目已经开工建设, 建成后我国将与美国、法国、荷兰、日本并列成为世界五大稳态强磁场科学中心之一<sup>[1]</sup>。电源是稳态强磁场实验装置的关键子系统, 强磁场装置供电方案中, 因其电源系统的容量较大, 所以一般直接由 110 kV 或以上的电压等级专线供电。主变压器将 110 kV 或以上的电压等级降低为 10 kV, 超导磁体负载的主电路采用三相双反星型整流电路<sup>[2]</sup>, 其整流变压器的接法

为  $\Delta/Y/Y$  连接, 原边容量约 200 kVA, 副边容量约 280 kVA。双反星型整流是典型的 6 脉波整流, 在交流侧主要是  $6n \pm 1$  次谐波<sup>[3]</sup>。为了减小强磁场科学装置对电网的电磁干扰, 保障强磁场科学装置的安全运行, 课题组设计了一套链式高压有源电力滤波方案, 并据此搭建了低容量实验样机。

本文基于链式 APF 拓扑结构分析, 建立了 H 桥变流单元的数学模型, 揭示系统运行过程, 研究控制器的实现。在构造电流内环控制器的过程中, 综合考虑装置现场因素, 常规 PI 控制易受补偿谐波次数、采样频率以及系统的非线性参数等诸多因素的影响, 提出了一种分数阶 PI 电流内环控制器实现方法, 并使用改进的 Oustaloup 算法实现分数阶微

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50977086)

积分的求解。最后通过仿真与实验对比分析了分数阶 PI 与常规 PI 控制器的运行效果, 经实验结果证明分数阶 PI 控制器对于电网中的高次谐波电流具有更好的补偿效果。

## 1 超导磁体主电路谐波分析

相比现在变电站广泛采用的三相半桥拓扑结构的 APF, 考虑外超导磁体需要的补偿容量较大, 设计采用链式 H 桥拓扑结构。外超导磁体主电路如图 1 所示。

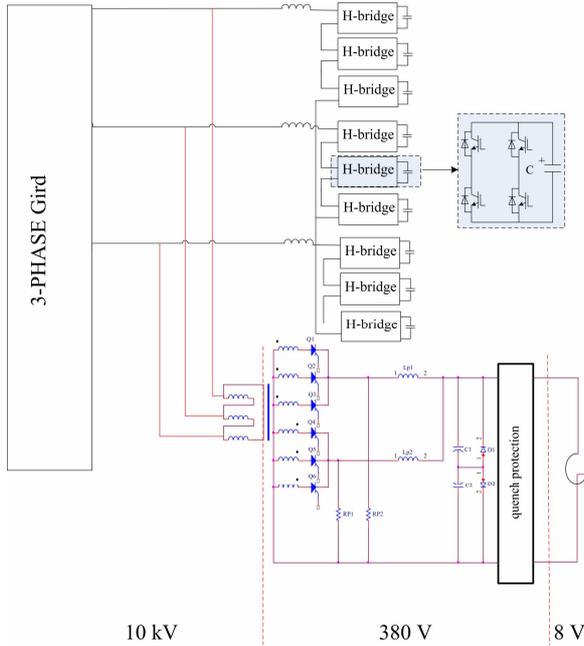


图 1 超导磁体主电路

Fig. 1 Main circuit of superconducting magnets

由于变压器原边采用 $\Delta$ 接线形式, 正常工作时, 会在铁芯内产生3倍次谐波磁通, 而该磁通在原边绕组内产生3倍次谐波电动势, 由此产生3倍次的谐波电流, 由于它们相位一致, 所以只能在 $\Delta$ 形绕组内产生环流, 将能量消耗在绕组的电阻中, 故原边绕组端子上不会出现3倍次的高次谐波,  $3n$ 次谐波激磁电流在接线绕组内形成环流, 谐波不注入公共电网, 这种接线形式的优点是可以自然消除3的整数倍次的谐波<sup>[4]</sup>。双反星型整流是典型的6脉波整流, 交流侧主要是 $6n \pm 1$ 次谐波。

## 2 APF 系统建模分析

图 2 为级联 H 桥七电平变流器拓扑结构。图中  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为电网电压,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为电网侧电流,  $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为变流器电感,  $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$  为电路三相等效电阻。

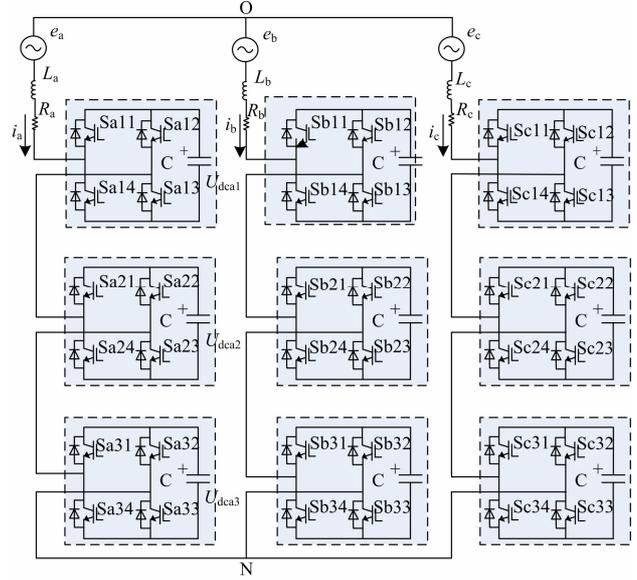


图 2 有源电力滤波器主电路拓扑

Fig. 2 APF main circuit topology

为了分析方便, 假设三相电路等效电阻  $R_a=R_b=R_c=R$ , 变流器电感  $L_a=L_b=L_c=L$ , 首先定义单极性二值逻辑开关函数  $T_{ij}$  为

$$T_{ij} = S_{ij1} \times S_{ij3} + S_{ij2} \times S_{ij4} \quad (i = a, b, c; j = 1, 2, 3) \quad (1)$$

根据基尔霍夫电压定理建立 A 相交流侧状态方程为

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (U_{\text{cona}} + U_{\text{NO}}) \quad (2)$$

$$U_{\text{cona}} = (T_{a1} \times U_{\text{dca1}} + T_{a2} \times U_{\text{dca2}} + T_{a3} \times U_{\text{dca3}})$$

系统稳态时  $U_{\text{dca1}}=U_{\text{dca2}}=U_{\text{dca3}}=U_{\text{dc}}$ , 同理可得 B、C 相回路方程。由于电网三相对称特性, 可得

$$U_{\text{NO}} = -\frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} U_{\text{coni}} \quad (3)$$

根据基尔霍夫电流定理建立 A 相直流侧状态方程为

$$C \frac{dU_{\text{dcaj}}}{dt} = T_{aj} \times i_a \quad (j = 1, 2, 3) \quad (4)$$

同理可推导 B、C 相直流侧状态方程。三相级联 H 桥的等效模型如图 3 所示。

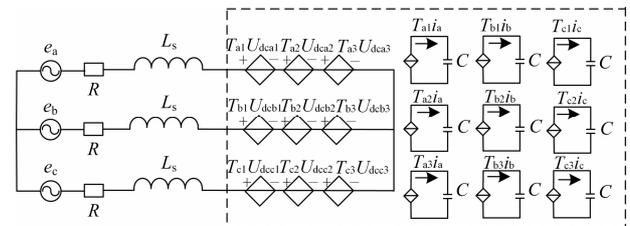


图 3 级联 H 桥一般数学模型

Fig. 3 General mathematical model of cascade H-bridge

稳态时 H 桥电容电压相同为  $U_{dcij} = U_{dcij} + \tilde{U}_{dcij}$ ,  $U_{dcij}$  为电容电压直流成分,  $\tilde{U}_{dcij}$  为电容电压交流成分, H 桥直流侧电压可表示为

$$U_{dcij} = U_{dc}^* + \tilde{U}_{dcij} \quad (5)$$

考虑

$$\begin{cases} U_{dc}^* \approx U_{dcaj} \approx U_{dcbj} \approx U_{dcccj} \\ \tilde{U}_{dcaj} \approx \tilde{U}_{dcbj} \approx \tilde{U}_{dcccj} \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)代入式(4)中可得

$$\sum_{j=1,2,3} (C \frac{dU_{dcaj}}{dt} + C \frac{dU_{dcbj}}{dt} + C \frac{dU_{dcccj}}{dt}) = \sum_{i=a,b,c} (\sum_{j=1,2,3} T_{aj}) i_i \quad (7)$$

化简可得

$$\begin{cases} L \frac{di_i}{dt} = e_i - Ri_i - V_{si} \\ 9C \frac{dU_{dc}^*}{dt} = \sum_{i=a,b,c} (\sum_{j=1,2,3} T_{aj}) i_i = T_a i_a + T_b i_b + T_c i_c \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $T_i = \sum_{j=1,2,3} T_{ij}$ ;  $V_{si} = U_{con i} + U_{NO}$  ( $i = a, b, c$ )。

因此 H 桥变流器等效模型可表述为图 4 所示<sup>[5]</sup>。

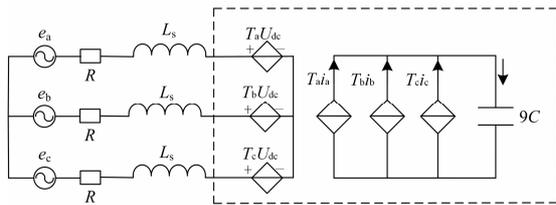


图 4 级联 H 桥化简的等效模型

Fig. 4 Equivalent model simplification of cascade H-bridge

对式(8)进行 CLARK 坐标变换, 应用 CLARK 变换将不含零序分量的三相三线系统中线性相关的三相电量变换为线性独立的两相分量, 构成二维向量<sup>[6]</sup>。可得 H 桥结构在静止垂直坐标下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - Ri_\alpha - V_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - Ri_\beta - V_\beta \\ 9C \frac{dU_{dc}^*}{dt} = (i_\alpha T_\alpha + i_\beta T_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $V_i = T_i U_{dc}$ , ( $i = \alpha, \beta$ )。

变换矩阵为<sup>[7]</sup>

$$T_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

通过在复平面构造复矢量的方法实现两相静止坐标系数学模型转换为两相同步旋转坐标系, 其构造复矢量为

$$X_{\alpha\beta} = x_\alpha - jx_\beta \quad (11)$$

通过对式(10)改写, 可得其复矢量模

$$\begin{cases} L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + Ri_{\alpha\beta} = e_{\alpha\beta} - U_{dc} T_{\alpha\beta} \\ 9C \frac{dU_{dc}^*}{dt} = \text{Re} \{ i_{\alpha\beta} \bar{T}_{\alpha\beta} \} \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $\bar{T}_{\alpha\beta}$  与  $T_{\alpha\beta}$  为共轭复矢量。

设定初始状态为坐标系 ( $\alpha, \beta$ ) 与坐标系 ( $d, q$ ) 重合且  $d$  轴与  $\alpha$  轴重合, 则当坐标系 ( $d, q$ ) 以电动势基波角频率  $\omega$  逆时针旋转时引入旋转因子  $e^{j\theta}$ <sup>[5]</sup>, 则

$$\theta = \int \omega dt \quad (13)$$

$$X_{dq} = X_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (14)$$

于是可将式(12)由 ( $\alpha, \beta$ ) 坐标系转化为 ( $d, q$ ) 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} T_d \\ T_q \end{bmatrix} U_{dc} - \begin{bmatrix} R & -\omega L & 0 \\ \omega L & R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ 9C \frac{dU_{dc}^*}{dt} = \begin{bmatrix} T_d & T_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (15)$$

进而可以得到图 5 中的 APF 在  $d-q$  坐标系下的等效电路。

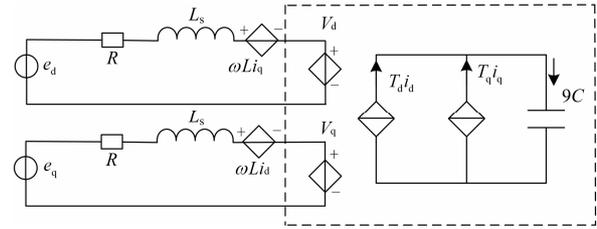


图 5 级联 H 桥在 dq 坐标系下的等效模型

Fig. 5 Equivalent model of cascade H-bridge in dq coordinates

从上式可以看出: 每相输入电流都是由三相开关函数共同控制的, 有源电力滤波器是一个相互耦合的多阶非线性时变系统<sup>[2]</sup>; 不带中线的三相 APF 电容中点电位与电网中点电位不相等, 两电位差是高频脉动量, 由三相开关函数共同决定。可见从高频角度看, APF 三相之间是互相耦合的。

### 3 电流内环控制策略分析

#### 3.1 普通 PI 控制器电流内环设计

参照三相 PWM 整流电路, 采用前馈解耦控制<sup>[8-9]</sup>, 电流调节器采用了普通 PI 调节器, 忽略 APF 电路

等效电阻  $R$  对系统的干扰, 根据式(16)并结合图 6 可得到简化  $V_d$ 、 $V_q$  的控制方程为

$$\begin{cases} V_d = -\left(K_{id} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L_s i_q + e_d \\ V_q = -\left(K_{iq} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) + \omega L_s i_d + e_q \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $K_{ip}$ 、 $K_{il}$  分别为电流环比例调节增益和积分调节增益;  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  分别为  $i_d$ 、 $i_q$  电流的给定值。

将式(17)代入式(16)中, 并化简可得

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} & 0 \\ 0 & K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \\ K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

由式(17)可知, d、q 轴电流分量实现了解耦, 可以独立控制。只要在电感的额定电流范围之内, 电感的值基本没有多大变化, 就可以满足上式的要求<sup>[7]</sup>。其电流内环解耦原理图如图 6 所示。

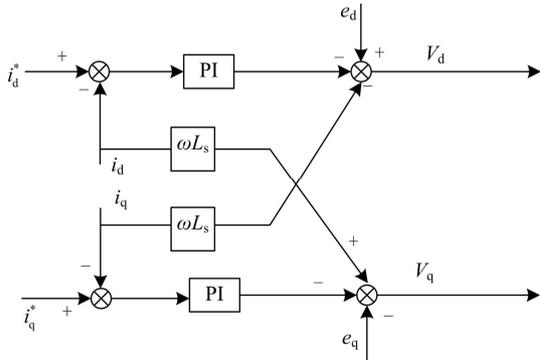


图 6 电流内环前馈解耦原理图

Fig. 6 Feed-forward decoupling diagram of inner voltage

前馈解耦易受电感参数的影响, 常规 PI/PID 仅仅适用于线性系统, 随着对 APF 控制系统的更加深入的研究, 由于系统也会受到电网频率变化、补偿谐波次数、采样频率、控制精度、控制参数增多以及系统的非线性的增强等诸多因素的影响, 常规 PI/PID 控制器的控制效果已很难令人满意。这时就需要对控制器做进一步的研究, 分数阶 PID 控制器就是其中一种很好的方法。

### 3.2 电流环分数阶 PI 控制器设计

分数阶 PID 闭环系统如图 7 所示,  $R(s)$  为输入,  $E(s) = R(s) - Y(s)$  为偏差信号,  $U(s)$  为控制器输出,  $Y(s)$  为系统输出,  $G_c(s)$  为分数阶 PID 控制器,  $G(s)$  为被控对象的传递函数<sup>[10]</sup>。

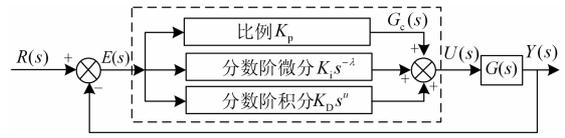


图 7 分数阶闭环系统结构图

Fig. 7 Fractional closed-loop system structure

分数阶 PID 控制器传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\lambda} + K_D s^{\mu} \quad (18)$$

式中,  $\lambda$  和  $\mu$  是分数阶 PID 控制器的积分和微分阶次, 所以可以把分数阶 PID 记为  $PI^\lambda D^\mu$ 。与整数阶 PID 控制器相比,  $PI^\lambda D^\mu$  控制器增加了 2 个自由度变量, 即一个可调的积分阶次  $\lambda$  和一个可调的微分阶次  $\mu$ , 从而使我们的控制系统变得更加灵活和精确。图 8 为 PID 阶次的取值图, 当  $\lambda = 0$ ,  $\mu = 0$  时,  $G_c(s)$  就是整数阶 P 控制器; 当  $\lambda = 1$ ,  $\mu = 0$  时,  $G_c(s)$  就是整数阶 PI 控制器; 当  $\lambda = 0$ ,  $\mu = 1$  时,  $G_c(s)$  就是整数阶 PD 控制器; 当  $\lambda = 1$ ,  $\mu = 1$  时,  $G_c(s)$  就成为整数阶 PID 控制器; 当  $0 < \lambda < 1$  且  $\mu = 0$  时,  $G_c(s)$  就为  $PI^\lambda$  控制器<sup>[11]</sup>。 $PI^\lambda$  控制器的阶次选择更广, 不再局限于几个点, 而是扩展到一条线段, 使得控制系统的灵活度和精确度可以得到很大的提高<sup>[12]</sup>。

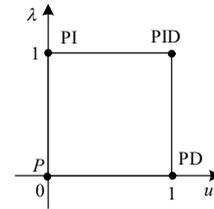


图 8 PID 阶次取值平面

Fig. 8 PID order value plane

使用构造滤波器的方式近似代替分数阶的传递函数, 假设要拟合频率段为  $(\omega_b, \omega_h)$ , 可以得到 Oustaloup 滤波器的传递函数为

$$G_f(s) = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega_k'}{s + \omega_k} \quad (19)$$

式中

$$\begin{aligned} \omega_k' &= \omega_b \left(\omega_h / \omega_b\right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1-Y)}{2N+1}}, \\ \omega_k &= \omega_b \left(\omega_h / \omega_b\right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1+Y)}{2N+1}}, \\ K &= \omega_h^Y \end{aligned} \quad (20)$$

文献[13]提出将微分算子  $s^\alpha$  由分数阶传递函数

近似的改进算法:

$$K(s) = \left( \frac{1 + \frac{bs}{d\omega_b}}{1 + \frac{ds}{b\omega_h}} \right)^\alpha \quad (21)$$

式中:  $0 < \alpha < 1$ ;  $s = j\omega$ ;  $b > 0$ ;  $d > 0$ 。

$$K(s) = \left( \frac{bs}{d\omega_b} \right)^\alpha \left( 1 + \frac{-ds^2 + d}{ds^2 + b\omega_h s} \right)^\alpha \quad (22)$$

在  $\omega_b < \omega < \omega_h$ , 泰勒展开可得

$$K(s) = \left( \frac{bs}{d\omega_b} \right)^\alpha \left( 1 + \alpha r(s) + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} r^2(s) + \dots \right) \quad (23)$$

式中,  $r(s) = \frac{-ds^2 + d}{ds^2 + b\omega_h s}$ 。

由式(23)可得

$$s^\alpha = \frac{(s\omega_b)^\alpha b^{-\alpha}}{\left[ 1 + \alpha r(s) + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} r^2(s) + \dots \right]} \left( \frac{1 + bs/d\omega_b}{1 + ds/b\omega_h} \right)^\alpha \quad (24)$$

不计泰勒展开式中的高次项, 可得

$$s^\alpha \approx \frac{(s\omega_b)^\alpha b^{-\alpha}}{1 + \alpha p(s)} \left( \frac{1 + bs/d\omega_b}{1 + ds/b\omega_h} \right)^\alpha = \left( \frac{d\omega_b}{b} \right)^\alpha \left( \frac{ds^2 + b\omega_h s}{d(1-\alpha)s^2 + b\omega_h s + d\alpha} \right) \left( \frac{1 + bs/d\omega_b}{1 + ds/b\omega_h} \right)^\alpha \quad (25)$$

$$K(s) = \lim_{N \rightarrow \infty} K_N(s) = \lim_{N \rightarrow \infty} \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (26)$$

$$G(s) = \left( \frac{d\omega_b}{b} \right)^\alpha \left( \frac{ds^2 + b\omega_h s}{d(1-\alpha)s^2 + b\omega_h s + d\alpha} \right) \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (27)$$

滤波器的零极点为

$$\omega'_k = \left( \frac{d\omega_b}{b} \right)^{\frac{\alpha-2k}{2N+1}}, \quad \omega_k = \left( \frac{b\omega_h}{d} \right)^{\frac{\alpha+2k}{2N+1}} \quad (28)$$

式中,  $b$  和  $d$  为加权参数。

根据需要拟合的参数值, 设计出的滤波器的 Bode 图如图 9 所示。

分数阶 PI 控制器模型如图 10 所示。

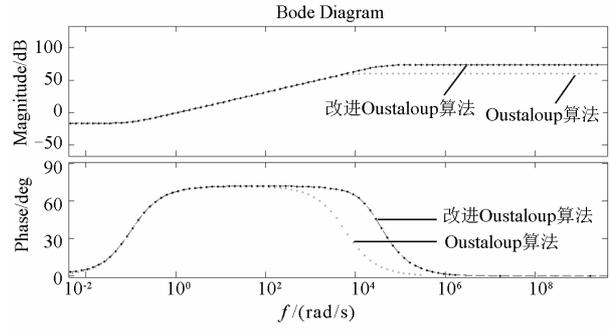


图 9 Oustaloup 和改进型滤波器 Bode 图

Fig. 9 Oustaloup and improved filter Bode diagram

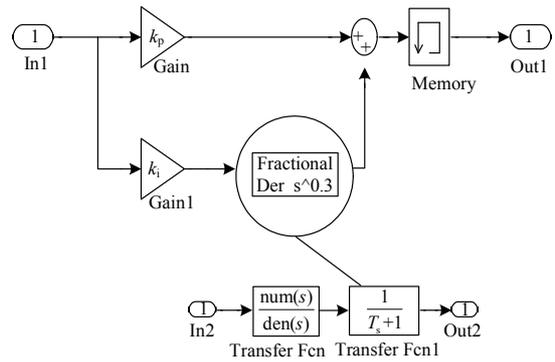


图 10 分数阶 PI 控制器模型

Fig. 10 Model of fractional PI controller

积分阶次为 0.3, 设定被控对象传递函数为  $G(s) = \frac{s+2}{s^4+8s^3+3s^2-s+0.4}$ , 使用粒子群算法分别整定普通 PI 和分数阶 PI 参数<sup>[14]</sup>, 可得图 11 所示的单位阶跃响应曲线。

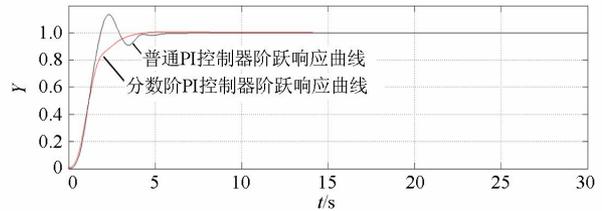


图 11 单位阶跃响应曲线

Fig. 11 Unit step response curve

由图 11 所示的阶跃响应曲线可以看出, 采用分数阶 PI 控制器相比普通 PI 控制器减少了系统超调, 提高了控制精度, 进一步优化了控制器性能, 达到更好的控制效果, 虽然调节时间稍微增大, 但是指标减小, 提高了控制品质。

综上所述, 采用分数阶 PI 控制器构造 APF 电流内环控制, 则式(16)可改写成

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{ip} + \frac{K_{il}}{s^\lambda} & 0 \\ 0 & K_{ip} + \frac{K_{il}}{s^\lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{ip} + \frac{K_{il}}{s^\lambda} \\ K_{ip} + \frac{K_{il}}{s^\lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (29)$$

通过 Simulink 仿真, 取定积分阶次为 0.6, 分别采用普通 PI 控制器和分数阶 PI 控制器对 APF 系统进行对比仿真。

通过图 12 可以看出采用常规 PI 控制器补偿后的电网电流幅频图, 电流谐波畸变率降低为 7.89%。而采用 PI<sup>λ</sup> 补偿后的电网电流谐波畸变率降低为 2.3%, 从上图可以看出分数阶 PI 控制器对于电网中的高频谐波电流具有更好的补偿效果。

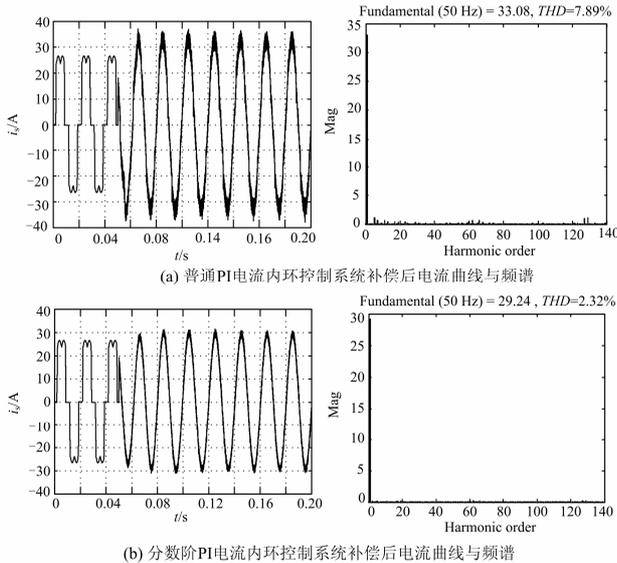
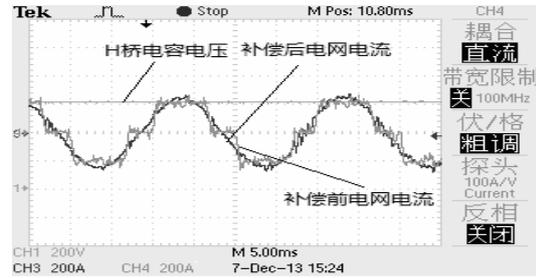


图 12 系统仿真对比

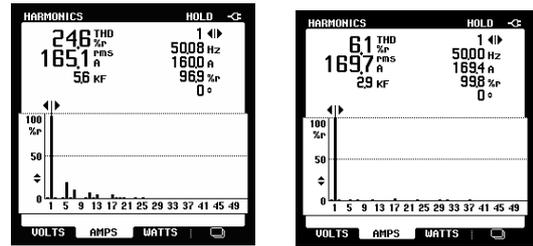
Fig. 12 Comparison of system simulation

#### 4 试验验证

稳态强磁场大科学工程正在建设中, 为了验证分数阶 PI 电流内环控制器的实验效果, 使用了课题组的低压级联 H 桥 APF 样机进行实验验证, 采用二极管整流器代替目前建设中的双反星变流装置, 电网电压通过主变压器从 10 kV 降压至 0.8 kV, 后端采用 Δ/Y 接法的交流变压器, 次级输出电压设置为 8 V, 然后再接入全桥整流装置, 负载为超导磁体负载, 电阻值约为 1 mΩ。为了更好地研究高压下有源滤波器的工作情况, 且考虑补偿样机的补偿容量, 将 APF 补偿到主变压器的二次侧, 样机实验波形如图 13 所示。



(a) 补偿前后 A 相电网电流波形



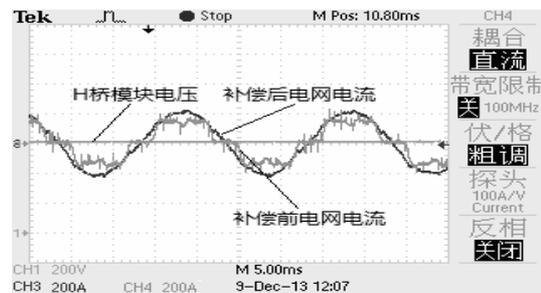
(b) 补偿前电网电流频谱

(c) 补偿后电网电流频谱

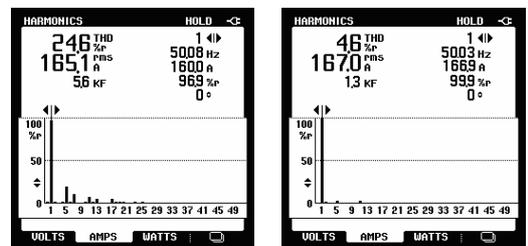
图 13 PI 控制器补偿效果

Fig. 13 Compensation effect of PI controller

通过对比图 13 和图 14 的补偿前后电流曲线可以看出: 普通 PI 电流内环控制器有较好的指令电流跟踪能力, 补偿后电网侧电流近似正弦波, 但是在功率器件工作时带来了高频谐波成分。对比分析可发现, 使用分数阶 PI 电流内环控制器补偿电网中的高次谐波电流的效果更好。



(a) 补偿前后 A 相电网电流波形



(b) 补偿前电网电流频谱

(c) 补偿后电网电流频谱

图 14 分数阶 PI 控制器补偿效果

Fig. 14 Compensation effect of fractional PI controller

## 5 结论

本文提出了一种采用分数阶 PI 控制器实现的 APF 电流内环解耦控制方法, 优化了普通 PI 控制器难以实现的非线性系统控高频指令电流的快速跟踪。最后通过仿真与实验对比分析了电流内环分别采用 PI 控制器和分数阶 PI 控制的补偿效果, 经实验结果表明采用分数阶控制器对于电网高频谐波电流分量有着较好的补偿功能, 其设计方案是可行的且有效的。

## 参考文献

- [1] 国家发改委批复“强磁场实验装置”立项建议书[J]. 中国基础科学, 2007(2): 42.
- [2] 付蔚, 刘小宁, 李俊. 2.5 V/18 kA 超导磁体模型线圈电源设计[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 10-12.  
FU Wei, LIU Xiaoning, LI Jun. Design of 2.5 V/18 kA superconducting magnet model coil power supply[J]. Power Electronics, 2012, 46(2): 10-12.
- [3] 王磊, 刘小宁. 稳态强磁场电源直流有源滤波技术方案的分析[J]. 高电压技术, 2008, 34(4): 723-727.  
WANG Lei, LIU Xiaoning. Analysis of DC active filter for high magnetic field stable power supply[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(4): 723-727.
- [4] 龙佼佼, 吴景林, 刘小宁, 等. 有源电力滤波器中双向快速充放电 DCDC 变换器设计及仿真[J]. 高电压技术, 2013, 39(7): 1792-1797.  
LONG Jiaojiao, WU Jinglin, LIU Xiaoning, et al. Simulation and design of fast charging and discharging of bi-directional DC-DC converter for the active power filter[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(7): 1792-1797.
- [5] 王聪, 张国澎, 王俊, 等. 一种适用于级联 H 桥整流直流侧电容电压快速平衡的新型调制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 120-127.  
WANG Cong, ZHANG Guopeng, WANG Jun, et al. A novel modulation method for fast balancing DC-link capacitor voltages of cascaded H-bridge rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 120-127.
- [6] 古斌, 谭建成, 唐伟斌. 基于相序变换的三相系统瞬时功率定义[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(21): 30-35.  
GU Bin, TAN Jiancheng, TANG Weibin. Defined instantaneous power of three-phase system based on phase sequence transform[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(21): 30-35.
- [7] 张永峰, 程新功, 宗西举, 等. 单相有源电力滤波器的非线性切换控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(18): 139-144.  
ZHANG Yongfeng, CHENG Xingong, ZONG Xiju, et al. Single-phase nonlinear switching control of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(18): 139-144.
- [8] 黄崇鑫, 王奔, 邹超, 等. 并联有源电力滤波器新型控制策略仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(5): 52-55, 70.  
HUANG Chongxin, WANG Ben, ZOU Chao, et al. Suggestions for the shunt active power filter new control strategy for simulation research[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(5): 52-55, 70.
- [9] 方宇, 裘迅, 邢岩, 等. 三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模与仿真[J]. 电工技术学报, 2006, 21(10): 44-46.  
FANG Yu, QIU Xun, XING Yan, et al. Three-phase high power factor voltage source PWM rectifier modeling and simulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(10): 44-46.
- [10] 张晓, 李新宇, 周睿. 三相四桥臂并联型 APF 无差拍控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 78-80.  
ZHANG Xiao, LI Xinyu, ZHOU Rui. Three-phase four-leg shunt APF no deadbeat control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(20): 78-80.
- [11] 苗涛. 基于分数阶 PID 控制并联有源电力滤波器的设计与实现[D]. 南京: 南京工业大学, 2011  
MIAO Tao. Design and realization of shunt active power filter based on fractional order PID control[D]. Nanjing: Nanjing University of Technology, 2011.
- [12] QIN Changmao, QI Naiming, SONG Zhiguo, et al. ADRC fractional order PID controller design of hypersonic flight vehicle[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2011, 28(3): 240-245.
- [13] 齐乃明, 宋志国, 秦昌茂, 等. 基于最优 Oustaloup 的分数阶 PID 参数整定[J]. 控制工程, 2012, 19(2): 283-285.  
QI Naiming, SONG Zhiguo, QIN Changmao, et al. Tuning of fractional PID Controllers based on Oustaloup[J]. Control Engineering of China, 2012, 9(2): 283-285.
- [14] 王介生, 王金城, 王伟. 基于粒子群算法的 PID 控制器参数自整定[J]. 控制与决策, 2005, 20(1): 75-77.  
WANG Jiesheng, WANG Jincheng, WANG Wei. Self-tuning of PID parameters based on particle swarm optimization[J]. Control and Decision, 2005, 20(1): 75-77.

收稿日期: 2014-03-20; 修回日期: 2014-05-09

作者简介:

张月明(1989-), 女, 通信作者, 研究方向为电力电子技术;

李俊(1972-), 男, 副教授, 研究方向为电力电子技术;

刘嘉(1989-), 男, 在读硕士, 研究方向为电力电子技术。E-mail: liujia3104@sina.com