

# 基于 FIR 滤波器及分数阶重复控制的变频空调压缩机电流谐波抑制方法\*

梅立雪<sup>1</sup>, 汪兆栋<sup>1</sup>, 孟凡琨<sup>2</sup>

(1. 景德镇学院 机械与电子工程系, 江西 景德镇 333000;  
2. 华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640)

**摘要:** 变频空调压缩机在低频运行时存在着较大的电流谐波。当采用普通重复控制器时, 由于采样频率与电流谐波基频的比值不一定为整数, 使得重复控制器内模与电流谐波基频存在偏差, 导致普通重复控制器电流谐波抑制能力下降。针对该问题, 采用基于固定采样频率的分数阶重复控制策略。首先, 采用 Lagrange 插值定理去逼近分数延时环节; 其次, 采用 FIR 滤波器替代低通滤波器减小相位引起的误差; 最后, 针对分数阶重复控制器的相位滞后特性, 分别进行低、中、高频段相位补偿。试验结果表明, 提出的控制策略能够有效抑制变频空调压缩机低频运行时的电流谐波。

**关键词:** 变频空调压缩机; 分数阶; 重复控制; FIR 滤波器; 电流谐波抑制

中图分类号: TM 315 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)01-0055-09

## Suppression of Current Harmonics for Variable Frequency Air Conditioner Compressor Based on FIR Filter and Fractional-Order Repetitive Control\*

MEI Lixue<sup>1</sup>, WANG Zhaodong<sup>1</sup>, MENG Fankun<sup>2</sup>

(1. Department of Mechanical and Electronic Engineering, Jingdezhen Institute, Jingdezhen 333000, China;  
2. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** There existed large current harmonics when the variable frequency air conditioner ran in the low frequency. When using the common repetitive control (RC), since the ratio of the sampling frequency to the fundamental frequency of current harmonics may be not an integer, there was deviation between the internal mode of repetitive control and the fundamental frequency of the current harmonics, and thus the suppression effects of the repetitive controller would be degraded drastically. Aiming at this problem, a fractional-order RC (FORC) strategy at fixed sampling frequency was proposed. Firstly, Lagrange interpolation theory was used to approximate the fractional delay item; secondly, FIR filter was used to eliminate the error caused by low pass filter (LPF); finally, aiming at the phase lag of the FORC, phase compensation was made in all frequency bands to confirm the stability of the closed loop. The experiment results showed that the proposed strategy could effectively suppress the current harmonics of the variable frequency air conditioner running at the low frequency.

**Key words:** variable frequency air conditioner compressor; fractional-order; repetitive control; FIR filter; current harmonics suppression

\* 基金项目: 国家自然科学基金青年基金项目(61503141); 江西省教育厅科技项目(GJJ161268, GJJ171151)

作者简介: 梅立雪(1972—), 女, 硕士, 讲师, 研究方向为电机控制和变频控制。

汪兆栋(1981—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为永磁同步电机控制。

孟凡琨(1988—), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制和运动控制。

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其体积小、结构简单、功率密度大、伺服特性优良等特点,在变频空调压缩机中得到广泛应用。能效比是变频空调的重要指标之一。变频空调压缩机运行范围一般为10~150 Hz,50 Hz以下为低频运行范围,120 Hz以上为高频运行范围。通常,变频空调在高频段运行时能效比较低,而在低频段运行时能效比较高,但负载转矩扰动将产生谐波电流,进而引起速度波动,降低变频空调能效比。由于变频空调压缩机只在起动过程或内外温差较大时以全功率运行,多数时间以低频运行,因此,如何提高变频空调压缩机的能效比,即如何抑制压缩机在低频运行时的电流谐波以及产生的速度波动、振动等问题就突显出来。

为了减小变频空调压缩机低频运行时的电流谐波,降低速度波动以及随之产生的振动和噪声,提高能效比,国内外学者进行了大量研究并取得一定的成果。当前国内普遍采用的工程方法是在低频段进行正弦波力矩补偿。该方法忽略周期性负载扰动的谐波分量,因而转矩扰动未能完全补偿,转速波动未能得到较好抑制。张国柱<sup>[1]</sup>基于傅里叶变换提取转速波动并推导抑制低频振动的电流补偿量,有效地减小了速度波动,但该方法存在速度估计相位滞后的问题,且当负载突变时,速度波动抑制效果较差。黄辉等<sup>[2]</sup>提出一种自动估算负载转矩并进行转矩电流前馈补偿的方法,但却忽略了负载转矩高频扰动对转矩电流的影响,同时,估算时采用低通滤波器将产生相位延时,导致前馈电流补偿精度变差。

研究表明,导致变频空调压缩机(或PMSM)低频转速波动的一个主要原因是存在电流谐波扰动。因此,文献[3]分别针对速度环、 $d/q$ 轴电流环采用自适应比例谐振控制器,通过电流补偿实现转速波动抑制,但只考虑了负载转矩电流的2次谐波分量,忽略高次谐波对速度波动的影响。文献[4]采用比例积分谐振控制器抑制PMSM弱磁运行时 $q$ 轴谐波电流,且只针对某一特定频率,无自适应功能。文献[5]针对多输入多输出系统的谐波电流,采用模型参考自适应控制,但实现较为困难且只能针对某一特定的频率。一方面,针

对不同频率控制算法的收敛速度和稳定性不同,另一方面,随着频率成分的增加,算法的复杂度和计算复杂度也相应增加,因此,谐波电流抑制性能将变差。

重复控制(RC)通过构建合适的内模,可以有效地抑制周期扰动。由于其结构简单、计算复杂度较小和易于实现等特点,因此,重复控制在PMSM控制中得到广泛的应用<sup>[6-10]</sup>。文献[10]采用低通滤波器串联单个延时单元的方法提高系统的稳定性和鲁棒性,但高频段幅值波动和相位滞后较为显著,降低了重复控制器的性能。文献[11]采用相位超前环节对一阶低通滤波器引起的相位滞后进行补偿。然而,上述重复控制策略对频率变化敏感,当频率变化时,扰动抑制效果将变差。

在工程实践中,普通的重复控制器经离散化后具有 $N$ 个延时环节( $N$ 为采样频率与谐波扰动基频比值),并且 $N$ 为整数。当 $N$ 为非整数时,通常采用整数近似值来代替,因此,扰动基频与重复控制器内模发生了偏差,使重复控制器的性能将变差,并且高次谐波扰动可能导致系统不稳定<sup>[12]</sup>。由于FIR滤波器相位与角频率成线性关系,文献[13]采用改进FIR滤波器替代低通滤波器,通过改变滤波器系数实现分数延时补偿,增强了系统频率的自适应性,但只适用于截止频率较低的系统,当系统存在高频扰动(如模型参数摄动等)时,不适合使用该方法。文献[14]采用分数延时滤波器逼近分数延时,与普通的RC相比,当采样频率一定时,改进的RC可以抑制任意频率谐波扰动,但低通滤波器造成的幅值波动以及相位滞后,对高次谐波扰动的抑制效果有限;此外,分数延时的精度造成计算复杂度的提升,因此需综合考虑系统的控制精度以及动态响应。

为了解决上述问题,本文采用一种分数阶重复控制(FORC)和FIR滤波器相结合的控制策略。该方法由整数延时、FIR滤波器以及分数延时级联实现,并通过相位补偿保证系统稳定。其不仅能够抑制任意频率的电流谐波,而且可以克服低通滤波器在整个频率范围产生的相位滞后问题。通过仿真和试验证明了所提控制方法的可行性与有效性。

# 1 系统建模与分析

## 1.1 模型简介

图 1 所示为变频空调压缩机控制结构框图, 其中,  $R(s)$  和  $Y(s)$  分别为速度设定值及速度反馈值,  $E(s)$  为转速偏差,  $G_c(s)$  为速度环控制器,  $G_w(s)$  电流环控制器,  $D(s)$  为等效负载扰动,  $I(s)$  为转矩电流,  $T_i$  为转矩常数, 则转矩电流  $I(s)$  为

$$\begin{cases} I(s) = S_0 R(s) + S_0 G_p(s) D(s) \\ S_0 = \frac{G_c(s) G_w(s)}{1 + G_c(s) G_w(s) G_p(s)} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $S_0$ ——闭环系统的灵敏度函数。

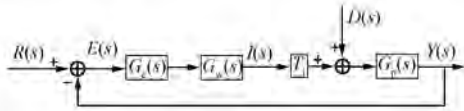


图 1 变频空调压缩机控制结构框图

## 1.2 普通重复控制

普通重复控制系统框图如图 2 所示。其中,  $q(s)$  为低通滤波器,  $\omega_c$  为截止频率,  $e^{N_1 \cdot T_s \cdot s}$  为  $N_1$  个采样周期延时环节,  $C(s)$  为相位补偿函数,  $G_{rc}$  为普通 RC。

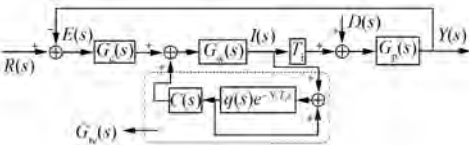


图 2 普通重复控制系统框图

由图 2 可知,  $G_{rc}$  的传递函数为

$$\begin{cases} G_{rc}(s) = \frac{Q(s)}{1 - Q(s)} C(s) \\ Q(s) = q(s) e^{-N_1 T_s s} \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $T_s$  为采样周期;  $N_1 \approx \text{int}(N)$ 。

灵敏度函数  $S_1(s)$  为

$$S_1(s) = \frac{I(s)}{R(s) - D(s)} = \frac{S_0(s)}{1 - Q(s) - \frac{S_0(s)}{G_c(s)} Q(s) C(s)} \quad (3)$$

理想条件下, 当  $\omega \in (0, \omega_c)$  时, 低通滤波器  $q(s)$  满足  $\text{mag}[q(j\omega)] = 1$  和  $\text{arg}[q(j\omega)] = 0$ 。由于  $\omega_n = \frac{2\pi}{T} \cdot k$ ,  $T$  为谐波扰动基频周期,  $k = 1, 2, 3, \dots$ , 当  $\omega = \omega_n$  且  $N_1 = N$  时,  $S_1(s) = 0$ 。因此, 采用普通的重复控制器可以完全抑制谐波扰动。

由式(3)可知, 实际情况下, 当  $\omega \in (0, \omega_c)$  时, 低通滤波器存在幅值波动以及相位滞后, 可以通过增大截止频率减小幅值波动, 然而随着频率的增加, 相位滞后角度增大; 当  $N_1$  为整数时,  $N_1 = N$ , 表明普通 RC 只能够抑制特定频率的谐波扰动。

## 2 FORC 与 FIR 滤波器设计

针对变频空调压缩机的运行特点, 采用 FORC 和 FIR 滤波器相结合的控制策略, 如图 3 所示。

图 3 中,  $e^{-N_2 \cdot T_s \cdot s}$  为  $N_2$  个采样周期延时环节,  $F(s)$  为 FIR 滤波器, 其相位与角频率成线性关系,  $e^{-A \cdot T_s \cdot s}$  为分数采样周期延时环节。通过级联方式,

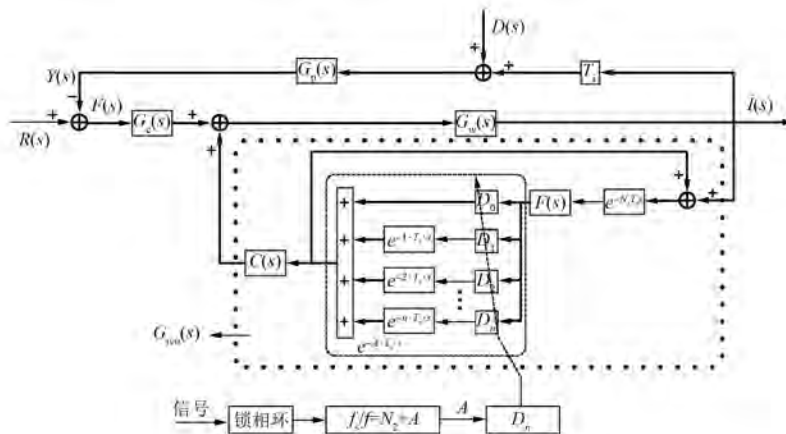


图 3 FIR 滤波器和分数阶重复控制系统框图

可以减小相位滞后引起的误差,同时,系统的带宽得到相应增加且非整数的谐波扰动能够得到有效抑制。

令  $R(s)$  为速度参考值,  $D(s)$  为等效负载扰动, 转矩电流  $I(s)$  为输出, 则灵敏度函数  $S_2(s)$  为

$$\begin{cases} S_2(s) = \frac{I(s)}{R(s) - D(s)} = \\ S_0(s) \frac{1 - F'(s)}{1 - F'(s) - \frac{S_0(s)}{G_c(s)} F'(s) C(s)} \\ F'(s) = F(s) e^{-A \cdot T_s \cdot s} e^{-N_2 \cdot T_s \cdot s} \end{cases} \quad (4)$$

$F(s)$  的截止频率  $\omega_c$  远大于最大谐波扰动频率  $\omega_{max}$ , 当  $\omega \in (0, \omega_{max})$  时,  $F(s)$  满足  $\text{mag}[F(s)] \approx 1$ 。

### 2.1 FIR 低通滤波器

FIR 滤波器具有低通滤波器的特点, 且其相位与频率成线性关系。不失一般性, FIR 滤波器可表示为

$$F(z) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i z^{-i} \quad (5)$$

式中:  $M$ ——FIR 滤波器阶次;

$a_i$ ——滤波器系数。

如果  $a_i$  为偶对称, 则相位为

$$\varphi = \arg[F(z)] = \arg[F(e^{T_s \cdot s})]_{s=j\omega} = -\varepsilon \omega T_s \quad (6)$$

其中:  $\varepsilon = (M-1)/2$ ,  $T_s = 0.0001 \text{ s}$  为采样周期。

为了保证谐波扰动抑制精度, FIR 滤波器的截止频率  $\omega_c$  应远大于负载等效扰动的最大频率, 然而, 截止频率过大, 系统稳定性将受到破坏。考虑到变频空调压缩机的运行频率范围较低, 选择  $\omega_c = \omega_s/5$ ,  $\omega_s$  为采样角频率,  $\omega_c = 6283 \text{ rad/s}$ , 同时, FIR 滤波器的过渡带宽应尽量小。在设计 FIR 滤波器时, 可以采用三角窗函数实现最小过渡带宽<sup>[12-13]</sup>。因此, 本文采用三角窗函数设计 FIR 滤波器, 过渡过程带宽不超过  $\pi/5$ , 且  $M=9$ 。

### 2.2 分数延时环节

在工程中, 分数延时环节  $e^{-A \cdot T_s \cdot s}$  无法直接实现, 可以采用 Lagrange 插值多项式进行逼近<sup>[13]</sup>。

$$e^{-A \cdot T_s \cdot s} \approx \sum_{l=0}^n D_l e^{-l \cdot T_s \cdot s} \quad (7)$$

$$D_n = \prod_{\substack{r=0 \\ r \neq l}}^n \frac{A-r}{l-r} \quad (8)$$

随着插值多项式阶次的增加,  $\sum_{l=0}^n D_l e^{-l \cdot T_s \cdot s}$  和分数延迟环节  $e^{-A \cdot T_s \cdot s}$  的差值将越来越小, 随之计算复杂度将越来越高。因此, 实际应用中应综合考虑控制精度和计算复杂度。

### 2.3 基于 FORC 与 FIR 滤波器稳定性分析

由上述 FIR 滤波器和分数延时分析可知, FIR 滤波器的相位延时为  $\varphi = -\varepsilon T_s \omega$ 。当  $\omega \in (0, \omega_c)$  时,  $\text{mag}[F(z)] \approx 1$ 。采用 Lagrange 插值多项式逼近分数延时环节, 相位为  $-AT_s \omega$  且

$\text{mag}[\sum_{l=0}^n D_l e^{-l \cdot T_s \cdot s}] \approx 1$ , 通过分析可得:

$$\begin{aligned} F(z) e^{-N_2 \cdot T_s \cdot s} \sum_{l=0}^n D_l e^{-l \cdot T_s \cdot s} &= \\ |F(z)| \cdot |e^{-N_2 \cdot T_s \cdot s}| \cdot \left| \sum_{l=0}^n D_l e^{-l \cdot T_s \cdot s} \right| e^{-(\varepsilon+N_2+A) \cdot T_s \cdot s} &\approx \\ 1 \cdot e^{-(\varepsilon+N_2+A) \cdot T_s \cdot s} &= 1 \cdot e^{-T_s \cdot s} \end{aligned} \quad (9)$$

对于  $\omega \in (0, \omega_c)$ , 其中  $\omega_c$  为截止频率, 可将图 3 简化, 如图 4 所示。其中, 相位补偿函数  $C(s)$  为

$$C(s) = K_{rc} K_f(s) e^{N_h \cdot T_s \cdot s} \quad (10)$$

式中:  $K_{rc}$ ——控制增益;

$K_f(s)$ ——中低频段相位补偿函数;

$e^{N_h \cdot T_s \cdot s}$ ——高频段相位补偿函数。

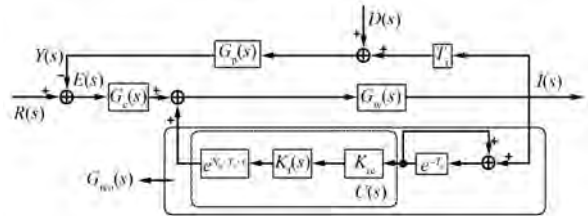


图 4 FIR 滤波器和分数阶重复控制简化框图

图 4 中, 系统闭环特征函数为

$$A(s) - B(s) e^{-T_s} = 0 \quad (11)$$

其中:

$$A(s) = 1 + G_c(s) G_w(s) G_p(s) T_i \quad (12)$$

$$B(s) = 1 + C(s) G_w(s) + G_c(s) G_w(s) G_p(s) T_i \quad (13)$$

系统再生谱函数为

$$\begin{cases} R(\omega) = \left. \frac{B(s)}{A(s)} \right|_{s=j\omega} = \\ \left. |1 + K_{rc} K_f(s) G(s) e^{N_h \cdot T_s \cdot s}| \right|_{s=j\omega} \\ G(s) = \frac{G_w(s)}{1 + G_c(s) G_w(s) G_p(s) T_i} \end{cases} \quad (14)$$

由小增益定理<sup>[10]</sup>可知,对于  $\omega \in (0, \omega_c)$ , 如果  $R(\omega) < 1$ , 则系统保持稳定。令  $G(s) |_{s=j\omega} = L(\omega)e^{j\theta(\omega)}$ , 联立式(14), 则系统稳定的条件为

$$|K_{rc}L(\omega) \cdot K_b(\omega)e^{j[\theta(\omega) + \theta_b(\omega) + N_h \cdot T_s \cdot \omega]} + 1| < 1 \quad (15)$$

其中:  $K_f(s) |_{s=j\omega} = K_b(\omega)e^{j\theta_b(\omega)}$ 。

令  $\lambda(\omega) = \theta(\omega) + \theta_b(\omega) + N_h T_s \omega$ , 则:

$$|K_{rc}L(\omega) \cdot K_b(\omega) \cos\lambda(\omega) + jK_{rc}L(\omega) \cdot \sin\lambda(\omega) + 1| < 1 \quad (16)$$

因  $K_{rc} > 0, L(\omega) > 0, K_b(\omega) > 0$ , 则式(16)化简可得:

$$K_{rc}L(\omega) \cdot K_b(\omega) < -2\cos\lambda(\omega) \quad (17)$$

则  $\cos\lambda(\omega) < 0$ , 即:  $90^\circ < \lambda(\omega) < 270^\circ$ 。

定义  $\Delta(s)$  为模型不确定量, 基准模型  $F(s)$  和实际模型  $F_r(s)$  的关系为<sup>[11]</sup>

$$F_r(s) = F(s) [1 + \Delta(s)] \quad (18)$$

定义  $\text{mag}[\Delta(j\omega)] \leq \rho$  和  $\text{arg}[\Delta(j\omega)] \leq \gamma$ , 则:

$$L(\omega)(1 - \rho) \leq |L(\omega) [1 + \Delta(j\omega)]| \leq L(\omega)(1 + \rho) \quad (19)$$

同时, 定义<sup>[10]</sup>:

$$\sqrt{1 - \rho^2} \leq \cos\gamma \leq 1 \quad (20)$$

由式(17)、式(19)可得:

$$K_{rc} < \frac{2\min\{\cos[\lambda(\omega) + \gamma]\}}{\max\{L(\omega)K_b(\omega) | 1 + \Delta(j\omega) |\}} = \frac{2\min\{\cos\lambda(\omega)\cos\gamma - \sin\lambda(\omega)\sin\gamma\}}{\max\{L(\omega)K_b(\omega) | 1 + \Delta(j\omega) |\}} \approx \frac{2\min\{\cos\lambda(\omega)\}}{\max\{L(\omega)K_b(\omega)\}} \frac{\cos\gamma}{|1 + \Delta(j\omega)|} \quad (21)$$

联立式(20), 可得:

$$K_{rc} < \frac{2\min\{\cos\lambda(\omega)\}}{\max\{L(\omega)K_b(\omega)\}} \frac{\sqrt{1 - \rho^2}}{1 + \rho} \quad (22)$$

### 2.4 相位补偿设计

变频空调压缩机参数如表 1 所示。

控制器  $G_w(s)$ 、 $G_c(s)$  和  $G_p(s)$  分别为

$$G_w(s) = \frac{1}{0.019s + 1} \quad (23)$$

$$G_c(s) = \frac{0.0037(0.11s + 1)}{0.11s} \quad (24)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{3.1e - 4s} \quad (25)$$

表 1 压缩机参数

参数名称	参数值
槽极数	9 槽 6 极
定子电阻/ $\Omega$	1.47
直轴电感/mH	6.87
交轴电感/mH	9.31
磁链/Wb	0.345
反电动势系数/( $\text{mV} \cdot \text{r}^{-1} \cdot \text{min}$ )	39.2
转矩常量/( $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1}$ )	0.46
转动惯量/( $\text{kg} \cdot \text{mm}^2$ )	310
额定功率/W	990 (60 Hz)
额定电流/A	5.2 (60 Hz)
制冷能力/W	3 730 (60 Hz)

由式(23)~式(25)可得  $G(s)$  的相频曲线如图 5 所示。

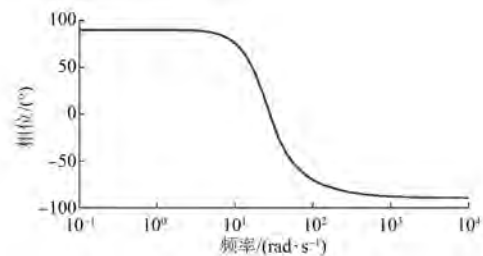


图 5  $G(s)$  相频响应

由图 5 可知,  $\text{arg}[G(s)] \in (-90^\circ, 90^\circ)$ , 采用重复控制时需对相位进行补偿, 使系统满足稳定条件。相位补偿环节  $C(s) = K_{rc} K_f(s) e^{N_h \cdot T_s \cdot s}$  可分为两部分, 其中  $K_f(s) = \prod_{n=1}^3 G_n(s)$ ,  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$  和  $G_3(s)$  分别用于补偿低、中频段和高频段的相位, 消除重复控制器引起的相位滞后对控制系统稳定性造成的影响。最后, 增益  $K_{rc}$  通过式(22) 可得。

#### 2.4.1 设计 $G_1(s)$ 进行低频段相位补偿

从图 5 可以看出,  $G(s)$  低频段相位不满足稳定条件, 采用  $G_1(s)$  对低频段进行相位补偿, 选择:

$$G_1(s) = \frac{(s + 0.1677)^2(s + 0.01)}{(s + 2.347)^2(s + 0.1)} \quad (26)$$

则  $G_1(s)F(s)$  的幅频相频响应如图 6 所示。

#### 2.4.2 设计 $e^{T_s s}$ 进行高频段相位补偿

对于本文所提的变频空调压缩机, 其额定频率为 60 Hz。为了抑制高频不确定扰动及噪声, 令 FIR 滤波器的截止频率  $\omega_c = 6\ 283 \text{ rad/s}$

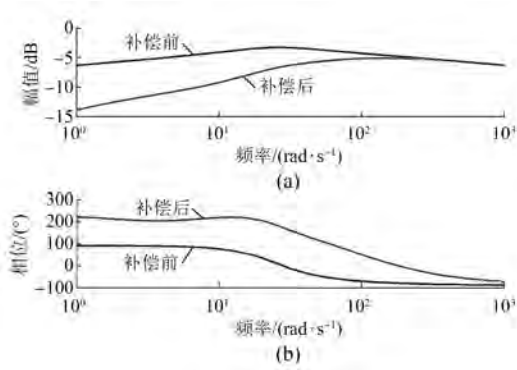


图6  $G_1(s)F(s)$ 的幅频相频响应

(1 000 Hz), 因此,  $G_1(s)F(s)$  在  $0 \sim 6\,283$  rad/s 的相频特性需要考虑。为了满足式(17), 则:

$$180^\circ < T_2 \omega \Big|_{\omega=6\,283 \text{ rad/s}} < 360^\circ \quad (27)$$

当采样周期为 0.000 1 s 时, 由式(27)可得:

$$4.998 < N_2 < 9.996 \quad (28)$$

当  $N_2$  分别为 5、6、7、8 和 9 时,  $\lambda(\omega)$  相频特性曲线如图 7 所示。通过  $N_2$  个相位超前环节, 使得  $G_1(s)F(s)$  的高频段相位满足稳定条件, 但中频段相位基本保持不变, 例如: 当  $N_2 = 5$  时,  $\arg[G_1(s)F(s)e^{N_2 T_s}] \Big|_{\omega=1\,754} = 36.6$ 。因此,  $G_1(s)F(s)e^{sN_2 T_s}$  中频段相位不满足稳定条件, 还需要对中频段相位进行补偿。

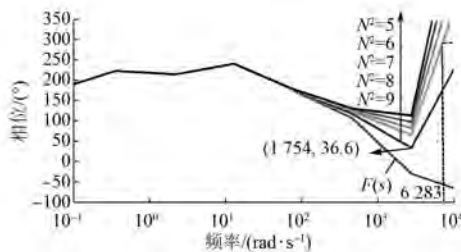


图7  $\lambda(\omega)$ 相频曲线(高频段相位)

### 2.4.3 设计 $G_3(s)$ 进行中频段相位补偿

在中频段, 通过  $G_2(s) = \frac{1}{\alpha} [(\alpha T_d s + 1) / (T_d s + 1)]$  进行相位补偿。根据  $G_2(s)$  的相频特性, 当  $\omega \in (1/(\alpha T_d), 1/T_d)$  时, 可以提供较多的超前相位。当  $\omega = 1/(\alpha \sqrt{T_d})$  时, 相位取最大值, 即:  $\arcsin[(\alpha - 1)/(\alpha + 1)]$ 。为了使系统获得足够的稳定裕量, 采用两相位超前校正环节, 即:  $G_3(s) = G_2^2(s)$ 。令  $\alpha = 14, 1/(T_d \sqrt{\alpha}) \Big|_{\alpha=14} =$

1 754, 可得:  $T_d = 0.000\,152$ , 则  $G_3(s)$  提供的最大超前相位为

$$\varphi_A = 2\varphi_m = 2\arcsin \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} = 120.15^\circ \quad (29)$$

中频段相频曲线如图 8 所示。从图 8 可以看出, 经过  $G_3(s)$  补偿后, 中频段相位满足稳定条件。

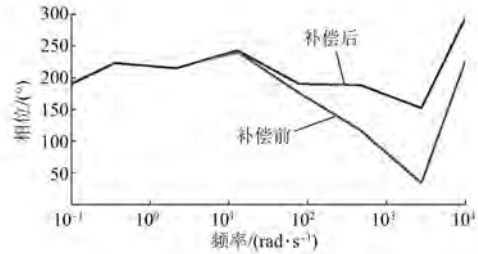


图8 中频段相频曲线

### 2.4.4 全频段相位补偿总和

由上述分析可得, 相位补偿函数由两部分组成, 一部分为  $e^{T_2 s}$ , 其中  $T_2 = 5T_s$ , 另一部分为  $K_f(s)$ :

$$K_f(s) = \frac{(s + 0.167\,7)^2 (s + 0.01) (0.000\,124s + 0.07)}{(s + 2.347)^2 (s + 0.1) (0.000\,124s + 1)} \quad (30)$$

幅频相频曲线如图 9 所示。图 9(b) 为  $F(s)$  补偿前和补偿后的频率相位图, 可以看出经  $e^{T_2 s}$  和  $K_f(s)$  补偿后, 满足相位条件。例如:  $\lambda(\omega) \in (156.14^\circ, 234.49^\circ), \min\{\cos\lambda(\omega)\} = 0.58$ 。图 9(a) 为经  $C(s)$  补偿后的幅值图, 可以得出  $\max\{L(\omega)K_f(\omega)\} = 2.8$ 。由式(22)可得, 如果  $K_{rc} < 0.28$ , 系统闭环稳定。

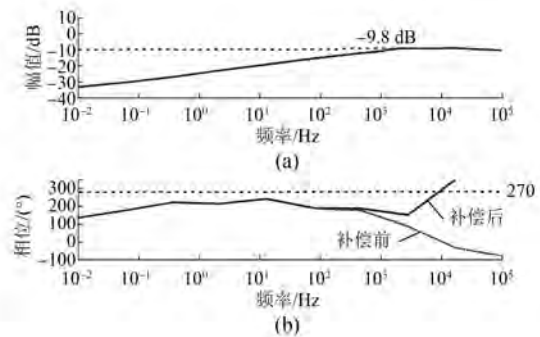


图9 幅频相频曲线

事实上, 系统基准模型和实际模型之间存在偏差, 在有效带宽内,  $F(s)$  的幅值从 -4 dB 降到

-8 dB,可以合理假设系统模型存在 20%的扰动。因此,  $\rho = 0.2$ 。由式(22)可知,如果  $K_{rc} < 0.23$ ,变频空调压缩机系统将保持稳定,考虑到谐波电流抑制能力以及系统响应速度随  $K_{rc}$  增加而加快,本文取  $K_{rc} = 0.2$ 。

$R(\omega)$ 的幅频特性如图 10 所示。由小增益定理可知,当  $R(\omega) < 1$  时,闭环系统稳定。从图 10 可以看出  $R(\omega) < 0$ ,因此,闭环系统能够稳定运行且具有一定的裕量。

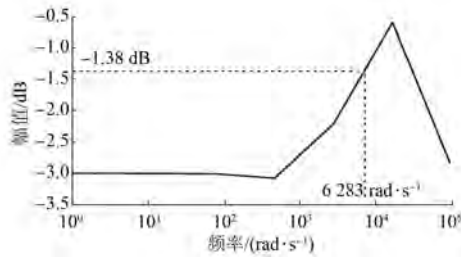


图 10  $R(\omega)$  的幅频特性

图 11 所示为灵敏度函数幅值响应曲线。其中包括  $S_0(s)$  (无扰动抑制)、 $S_1(s)$  (普通 RC 及低通滤波器) 以及  $S_2(s)$  (FORC 及 FIR 滤波器)。可以看出,在 200~300 Hz 时  $S_1(s)$  和  $S_2(s)$  的幅值基本相等。随着频率的增加,  $S_2(s)$  的幅值远小于  $S_1(s)$ ,因此,可以保证谐波扰动的抑制精度。

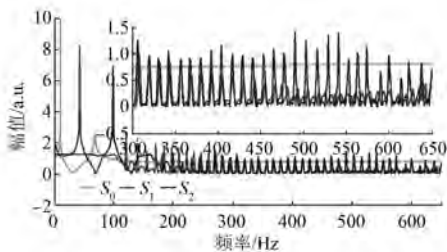


图 11 灵敏度函数  $S_0, S_1, S_2$  的幅值响应

### 3 仿真和试验

#### 3.1 仿真

为了验证所提算法的可行性和有效性,采用 MATLAB/Simulink 搭建仿真平台。其中,载波频率为 10 kHz,速度环时间常数为 1 ms,速度上升时间为 1 s,仿真时间为 5 s。仿真结果中,速度和电流均采用标么值,其中,速度基准值为 3 000 r/min,电流基准值为 10 A。仿真和试验

时,采用的都是凌达 QXF-A096zE130 型号的压缩机,其铭牌参数如表 1 所示。

为了更好地模拟变频空调压缩机的实际运行状况,采用与压缩机转子机械角度相关的函数替代某一种特定的谐波扰动。如果仅考虑稳态情况,在特定的运行环境下,负载扰动可表示为

$$T_L = f(\theta_m) = \begin{cases} k_{tl} \cdot [ -(\theta_m - 2\pi)^2 + 4\pi^2 ], & \theta_m \leq 4\pi/3 \\ k_{tl} \cdot [ 8 \cdot (\theta_m - 2\pi)^2 ], & \theta_m > 4\pi/3 \end{cases} \quad (31)$$

其中:  $\theta_m \in [0, 2\pi]$ ,  $k_{tl} > 0$ 。负载特性如图 12 所示。

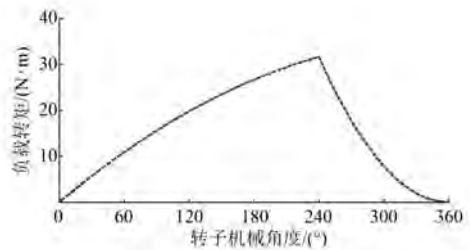


图 12 负载转矩曲线

速度给定值为 0.2 p.u.,即 600 r/min,取  $K_p = 2, K_i = 0.04$ 。采用 PI 控制的速度波动如图 13(a)

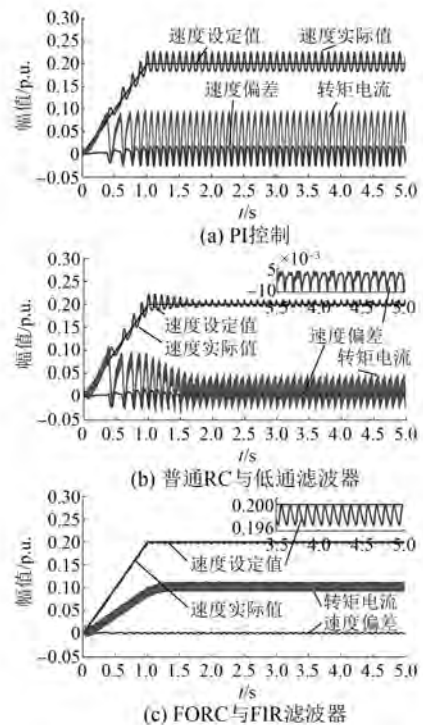


图 13  $f = 30$  Hz 转速与  $q$  轴电流

所示,显然,速度波动较大,约为 10%;当采用普通 RC 和低通滤波器时,如图 13(b) 所示,速度波动幅值约为 0.8%,其误差约为 4.8 r/min,但转矩电流存在较大的波动,约 1.5 s 后转矩电流保持平稳状态;当采用 FORC 及 FIR 滤波器时,如图 13(c) 所示,速度波动幅值约为 0.5%,其误差约为 3 r/min,且转矩电流保持平稳状态,同时,速度保持平稳且具有较好的快速性。

速度给定值为 0.073 p.u.,即 220 r/min。采用 PI 控制的速度波动如图 14(a) 所示,显然,速度波动较大,约为 23%;当采用普通 RC 和低通滤波器时,如图 14(b) 所示,速度波动幅值约为 0.8%,其误差约为 1.8 r/min,但转矩电流存在较大的波动,约 2.5 s 后转矩电流保持平稳状态;当采用 FORC 及 FIR 滤波器时,如图 14(c) 所示,速度波动幅值约为 0.5%,其误差约为 1.1 r/min,且转矩电流保持平稳状态,同时,速度保持平稳状态且具有较好的快速性。

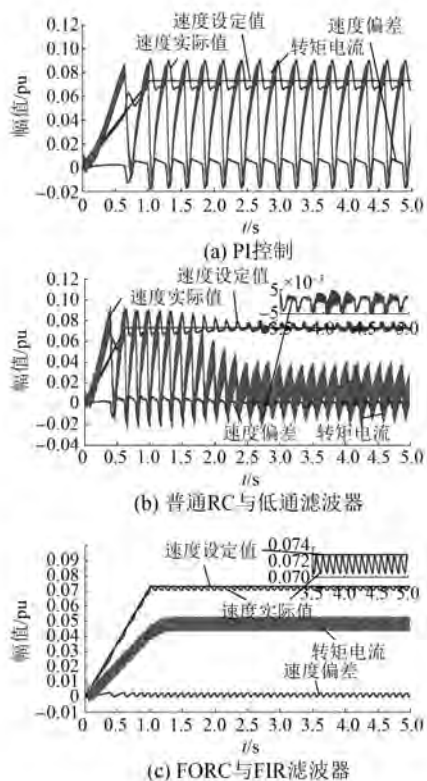


图 14  $f=11$  Hz 时转速与  $q$  轴电流

综上分析,在 11、30 Hz 频率下,当采用 PI 控制时,即无重复控制时,随着运行频率的降低,转

速波动越来越明显;而采用普通 RC 和低通滤波器时,可以抑制负载扰动使得转速波动满足工程要求,但转矩电流存在着超调、波动以及延时问题,降低了变频空调压缩机的控制性能;当采用 FORC 以及 FIR 滤波器时,可以使得转速波动满足工程要求,同时,转矩电流响应迅速且运行平稳,满足工程要求。

### 3.2 试验

为了验证所提方法的有效性,在和而泰变频空调压缩机试验平台上进行试验研究。控制芯片采用 IR343,压缩机参数如表 1 所示。

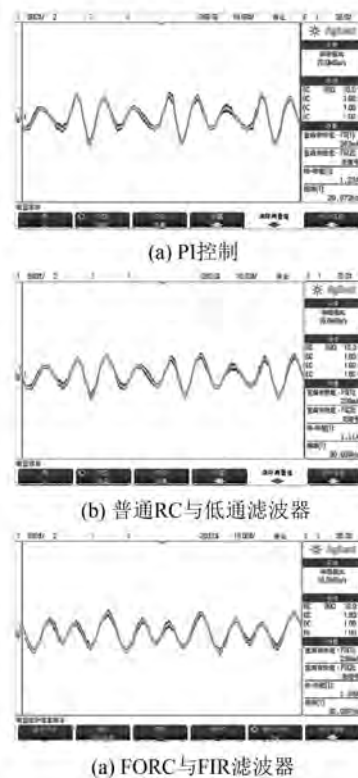


图 15  $f=30$  Hz 电流波形

图 15~图 17 分别为  $f=30、20、10$  Hz 时的电流波形。整理可得,变频空调压缩机在 3 种控制方法下的相电流如表 2 所示。

由图 15~图 17 可知,当采用 PI 控制时,即无扰动抑制方法,变频空调压缩机的相电流波动比较大且相电流呈现无规则变化。与普通的 RC 和低通滤波器相比,采用 FORC 及 FIR 滤波器可以有效抑制电流谐波扰动,进而可以有效减小低频时的速度波动。此外,相电流按照压缩机的电角度周期呈现有规则变化。



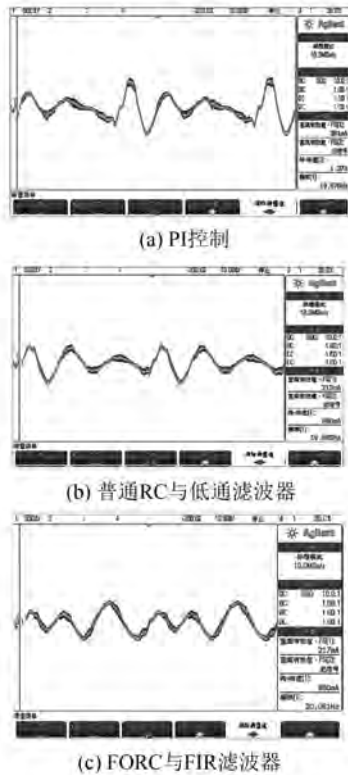


图 16  $f=20$  Hz 电流波形

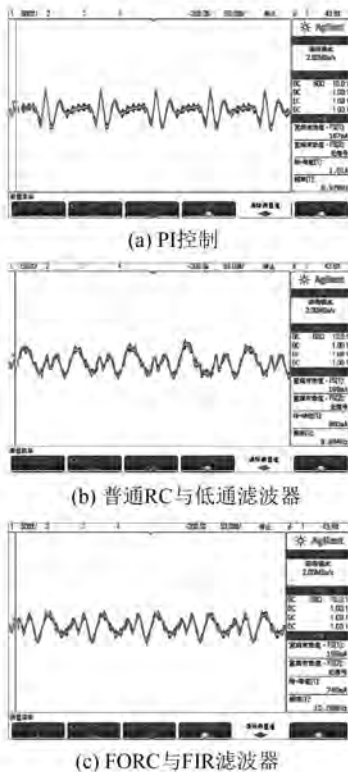


图 17  $f=10$  Hz 电流波形

表 2 三种控制方式的相电流峰峰值

频率/Hz	电流峰峰值/A		
	PI 控制	普通 RC 与低通滤波器	FORC 与 FIR 滤波器
30	1.23	1.11	1.03
20	1.37	0.98	0.88
10	1.11	0.88	0.74

### 4 结 语

针对变频空调压缩机低频运行时普遍存在的电流谐波问题,本文采用基于 FORC 及 FIR 滤波器的控制方法。首先,通过采用 Lagrange 插值定理构建精确的内模;其次,采用 FIR 滤波器替代 LPF 解决相位滞后引起的误差;最后,通过相位补偿使得系统在整个频率范围内保持稳定,进而实现电流谐波扰动的抑制。在工程实践中,需要对控制精确度以及计算复杂度进行折中考虑。此外,分别在 30 Hz 和 11 Hz (对应于分数阶重复控制)进行仿真验证,在 30、20、10 Hz 进行试验验证。结果表明:与普通的 RC 相比,FORC 及 FIR 滤波器能够有效地抑制变频空调压缩机低频段的电流谐波。

### 【参 考 文 献】

[ 1 ] 张国柱.基于傅里叶变换的空调压缩机转速波动抑制方法[J].电器,2013(增刊 1): 491.

[ 2 ] 黄辉,马颖江,张有林,等.减小变频空调单转子压缩机低频转速波动的方法[J].电机与控制学报,2011,15(3): 98.

[ 3 ] 张文娟,黄守道,高剑,等.压缩机用永磁同步电机转速脉动的抑制[J].控制理论与应用,2013,30(11): 1422.

[ 4 ] JIANG K, ZHU C. Multi-frequency periodic vibration suppressing in active magnetic bearing-rotor systems via response matching in frequency domain [J]. Mechanical Systems & Signal Processing, 2011, 25(4): 1417.

[ 5 ] 王贺超,夏长亮,阎彦,等.基于谐振控制的表贴式永磁同步电机弱磁区电流谐波抑制[J].电工技术学报,2014,29(9): 83.

[ 6 ] 李世华,王军晓,孙志远,等.一种基于重复控制器的高精度永磁同步电机交流伺服系统转速脉动抑制方法,CN103401500A[P].2013.

(下转第 118 页)

- 2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2017: 764.
- [ 6 ] 夏长亮, 刘均华, 俞卫, 等. 基于扩张状态观测器的永磁无刷直流电机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 139.
- [ 7 ] LIANG B, ZHU Y, LI Y, et al. Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control for braking systems with electro-mechanical actuators based on radial basis function[J]. *Energies*, 2017, 10(10): 1637.
- [ 8 ] 赵一博. 电子机械制动系统执行机构的研究与开发[D]. 北京: 清华大学, 2010.
- [ 9 ] 傅云峰. 汽车电子机械制动系统设计及其关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [ 10 ] 卢甲华. 汽车 EMB 系统性能分析与优化[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- [ 11 ] SEVERINSSON L, LINDQVIST A. Park lock and pad wear adjusting arrangement for electrically actuated brake; US9732813B2[P]. 2017-08-15.
- [ 12 ] BAUMANN D, HOFMANN D, VOLLERT H, et al. Self boosting electromechanical friction brake; US8002088[P]. 2011-08-23.
- [ 13 ] WINKLER T, KLIMT A, HESS T, et al. Combined vehicle brake with electromechanically actuatable parking brake; US20110162935A1[P]. 2011-07-07.
- [ 14 ] WIMMER G H, VÖLKEL J. Operating device for an electromechanically actuated disk brake; US6889800B2[P]. 2005-05-10.
- [ 15 ] HILZINGER J, SCHUMANN F, BLOSCH G, et al. Electromechanical wheel brake device; US6806602B2[P]. 2004-10-19.
- [ 16 ] PARK G, CHOI S, HYUN D. Clamping force estimation based on hysteresis modeling for electro-mechanical brakes [J]. *International Journal of Automotive Technology*, 2017, 18(5): 883.
- [ 17 ] LEE S M, PARK J H, NAM K H, et al. Design of wedge in the electro-mechanical brakes for commercial vehicles to boost braking friction forces [J]. *Tribology and Lubricants*, 2018, 34(2): 55.
- [ 18 ] CHOE B D, HWANG W H, HUH K S. Modeling of EMB (electro mechanical brake) to emulate gearbox fault and control [J]. *Transactions of the Korean Society of Automotive Engineers*, 2012, 20(6): 33.

收稿日期: 2018-08-20

(上接第 63 页)

- [ 7 ] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种抑制永磁同步电机转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 43.
- [ 8 ] CHEN D, ZHANG J, QIAN Z. Research on fast transient and  $6n \pm 1$  harmonics compensating repetitive control scheme for three-phase systems[C] // *Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE*, 2012: 4746.
- [ 9 ] WU X H, PANDA S K, XU J X. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase PWM boost rectifiers under generalized supply voltage conditions[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(7): 1800.
- [ 10 ] TSAI M C, YAO W S. Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2002, 10(4): 547.
- [ 11 ] ZHANG B, WANG D, ZHOU K, et al. Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(4): 1595.
- [ 12 ] CHEN D, ZHANG J, QIAN Z. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability [J]. *Transactions of Electro-Technical Society*, 2012, 60(2): 814.
- [ 13 ] 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.
- [ 14 ] ZOU Z X, ZHOU K, 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.

收稿日期: 2018-10-11