

文章编号: 1005-0523(2016)04-0122-08

## 地铁供电系统 APF 谐波抑制研究

宋平岗, 陈欢, 章伟, 游小辉, 罗剑, 周振邦

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:**随着电力电子变频器装置以及各种非线性负载的大量使用, 地铁供电系统的谐波也随之增多。地铁牵引变电所采用 24 脉波整流机组进行整流极大地降低了牵引供电系统的低次谐波。但这主动式谐波治理方案并不能有效减少地铁低压供电系统谐波含量。为进一步减少供电系统的谐波, 提出在降压变电所 0.4 kV 侧安装有源电力滤波器(active power filter, APF)以对低压侧谐波进行有效治理。阐述了 24 脉波整流机组以及 APF 的工作原理; 在基于瞬时无功功率理论的  $i_p-i_q$  法的基础上引入平均电流控制器和 PI 调节器替代低通滤波器, 提出一种改进型的谐波电流检测方法并在此基础上对 APF 的控制策略进行分析; 最后在 Matlab/Simulink 平台构建仿真模型进行验证, 仿真结果表明所提出的基于谐波电流检测算法改进型的地铁供电系统 APF 对谐波抑制的有效性。

**关键词:**供电系统; 24 脉波整流机组; 有源电力滤波器; 瞬时无功功率理论; 谐波补偿

中图分类号: TM922

文献标志码: A

DOI: 10.16749/j.cnki.jecjtu.2016.04.019

随着国民经济持续发展和城市化进程不断加快, 城市变得日益拥挤, 地铁作为一种能够承载巨大人流容量的交通工具得到广泛应用。供电系统作为地铁至关重要的一环, 主要包括: 牵引供电、中压环网以及低压供电等三大系统<sup>[1]</sup>。其中最核心的牵引供电系统为地铁安全运行提供了强有力的供电保障。随着南昌地铁不断建设, 其低压供电系统中的用电设备将越来越多地采用电力电子变频装置; 因此会产生大量低次谐波(比如 EPS 电源屏、通风空调、电梯等电气设备主要产生 5, 7 次谐波<sup>[2-3]</sup>), 从而造成供电系统谐波畸变日益严重。外加上各种非线性负载的大量使用, 将使得整个地铁供电系统谐波含量急剧增多。如不对其进行有效治理, 当谐波含量超过规定值后会对整个地铁以及南昌公用电网造成严重危害。2015 年年底运行的南昌地铁 1 号线及规划建设的 2~4 号线均采用 DC1500V 架空接触网供电制式。其供电电源由牵引变电所中的 24 脉波整流机组经降压整流后提供。相比于上世纪 90 年代至 2000 年其他城市地铁普遍采用的 12 脉波整流机组, 其能够大幅减少 5, 7, 11, 13 等奇次谐波含量; 因此从源头上抑制了牵引供电系统谐波。

为进一步降低供电系统的谐波含量, 规划中的南昌地铁 4 号线正研究在 1~3 号线的基础上采取措施对低压供电系统的谐波进行有效抑制。本文提出在降压变电所 0.4 kV 侧安装有源电力滤波器方案。对于 APF 的控制策略研究, 文献[4]提出基于瞬时无功功率理论  $i_p-i_q$  法的谐波电流检测和基于 SPWM 调制的电流跟踪控制实现 APF 控制, 但 SPWM 存在调制深度不足这一缺陷。文献[5-6]提出的基于滑模变结构的控制策略能够实现较好的动态性能, 但由于在滑模面上引入了非线性函数, 使得控制策略在实际工程中实现困难。文献[7]提出的无差拍控制策略能够获得良好的谐波补偿效果, 但其要求谐波电流预测模型十分精确。本文在文献[4]的  $i_p-i_q$  法基础上提出了一种改进型谐波电流检测方法, 采用电流滞环控制追踪所检测的谐波电

收稿日期: 2015-12-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(51367008)

作者简介: 宋平岗(1965—), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 研究方向为电力电子与再生能源系统以及电力电子与电力传动。

流,引入 PI 调节器对 APF 变流器直流侧电容实现稳压,利用 Matlab/Simulink 仿真平台建立模型,验证基于改进型谐波电流检测方法的地铁供电系统 APF 抑制谐波的有效性。

### 1 24 脉波整流机组工作原理

南昌地铁牵引变电所采用 24 脉波整流机组整流以大幅度减少牵引供电系统中的低次谐波含量。其主要由 2 台相同容量的 12 脉波轴向双分裂式牵引移相整流变压器和 4 组由三相全波整流桥构成的整流器两部分共同组成。具有谐波分量低、电压脉波小、滤波设备所需资金投入少等优点。

整流机组中的 2 台整流变压器阀侧均有 2 套低压绕组,分别采用 Y 型和 Δ 型接线,使得 2 套绕组的线电压天然形成 30° 的相位角。网侧绕组采用 2 种不同的延边三角形接线方式进行移相,左延 Δ 接法实现移相 +7.5°,右延 Δ 接法实现移相 -7.5°。通过移相处理,得到 4 套阀侧绕组的线电压互差 15° 的相位角。它们各自经过由三相全波整流桥构成的整流器整流,在 4 组整流器的直流侧并联运行,组成 2×12 脉波整流系统。从而向牵引网输出 24 脉波直流电源,为地铁列车提供牵引动力。

### 2 APF 的工作原理及其控制策略

对于地铁牵引供电系统,采用 24 脉波整流机组能够大幅降低其谐波含量,但其对低压供配电系统谐波抑制贡献不大。本文提出在降压变电所 0.4 kV 侧安装 APF 对低压侧谐波进行抑制。APF 是用于对谐波进行动态抑制和无功补偿的新型电力电子装置<sup>[8]</sup>。根据其接入供电系统的方式可以分为并联型、串联型以及混合型 3 大类<sup>[9-10]</sup>。其克服了无源滤波器容易引起振荡、补偿特性单一、易发生过载等不足,对谐波电流的补偿效果不受系统阻抗影响。它不仅能够抑制大小、频率都变化的谐波,而且可以对变化的无功进行补偿,提高系统整体的功率因数;因此在需动态抑制谐波场合得到广泛应用<sup>[11-15]</sup>。

#### 2.1 APF 的工作原理

图 3 所示为 APF 的工作原理图。通常采用电压型 PWM 变流器作为其主电路。主要包含电流谐波检测、电流跟踪控制以及直流侧电容稳压控制电路 3 大部分。其中储能元件电容 C 作为直流电压源为 PWM 变流器逆变提供所需要能量<sup>[16]</sup>。APF 的主要工作原理为电流谐波检测电路通过对变电所 0.4 kV 侧电压  $e_s$ 、电流  $i_s$  和负载电流  $i_l$  进行检测和计算,得到补偿电流指令值  $i_h^*$ ,电流跟踪控制电路对其进行实时跟踪,通过动态控制 PWM 变流器各桥臂全控型开关器件(IGBT)的通断,产生与电流电压侧电流谐波大小相等、方向相反的补偿电流,注入到低压供电系统中,补偿电流与负载电流中要补偿的谐波电流相抵消,最终得到期望的近似正弦波电网电流,从而实现动态抑制谐波。

#### 2.2 APF 控制策略

##### 2.2.1 基于瞬时功率理论的谐波电流检测控制策略

假定输入为三相对称无畸变的电压

$$\left. \begin{aligned} e_a &= \sqrt{2} E \sin(\omega t) \\ e_b &= \sqrt{2} E \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c &= \sqrt{2} E \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

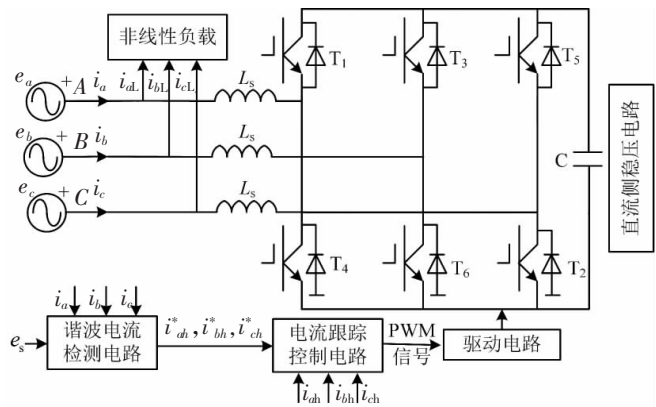


图 1 有源滤波器工作原理图  
Fig.1 Schematic diagram of APF

式中:  $E$  以及  $e_a, e_b, e_c$  分别为三相输入电压的有效值和瞬时值;  $w$  为电源角频率。

三相负载电流可表示为

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(nwt + \theta_n) \\ i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) + \theta_n\right] \\ i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) + \theta_n\right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

根据功率不变,将三相静止  $ABC$  坐标系下的电压、电流值经  $C_{3s/2s}$  变换到两相静止  $\alpha\beta$  坐标系中,得到:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $C_{3s/2s}$  为转换矩阵。

瞬时有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  的计算公式为

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(wt) & -\cos(wt) \\ -\cos(wt) & -\sin(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

联立式(1)~式(5),得到  $i_p, i_q$  的表达式,如下:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} I_n \{ [\cos(1 \pm n)wt \mp \theta_n] \pm [\sin(1 - n)wt - \theta_n] \} \quad (5)$$

式中:  $n=3k \pm 1, k$  取整数。当  $n=1, 7, 13, \dots$  时取上符号;  $n=5, 11, 17, \dots$  时取下符号。

瞬时有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  的直流分量的表达式为

$$\begin{bmatrix} i'_p \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \cos(-\theta_1) \\ -I_1 \sin(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

将其反变换得到三相电流各自的基波分量,其表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{2s/2r}^{-1} C_{2s/3r}^{-1} \begin{bmatrix} i'_p \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sin(wt + \theta_1) \\ \sqrt{2} \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) \\ \sqrt{2} \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

将三相电流  $i_a, i_b, i_c$  与反变换得到的三相基波电流  $i_{df}, i_{bf}, i_{cf}$  分别相减,得到三相电流的谐波分量  $i_{ah}, i_{bh}, i_{ch}$ , 即

$$\left. \begin{aligned} i_{ah} &= i_a - i_{df} \\ i_{bh} &= i_b - i_{bf} \\ i_{ch} &= i_c - i_{cf} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

图2所示为根据上述公式得出的基于瞬时无功功率理论的  $i_p-i_q$  法的谐波电流检测控制框图。此方法采用锁相环(phase-locked loop, PLL)产生与电网电压同频同相的正余弦信号参与公式运算,能够准确检测并计算出电网电压未发生畸变时的谐波电流。但该检测方法存在以下缺点: 要求图1电路中的器件对基波电流灵敏度高; 采用具有延时特性的低通滤波器(low pass filter, LPF)滤除有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  中的谐波分量,使得电流检测实时性能变差,一定程度上降低了谐波检测速度与精度。为了降低延时,在上述检测方法的基础上加以改进,引入平均电流控制器和PI调节器。其中平均电流控制器替代LPF减少谐波电流检测时间,提高检测速度与精度。然后通过调节PI调节器选定合适的参数,降低基波电流峰值对器件所需的灵敏度要求。

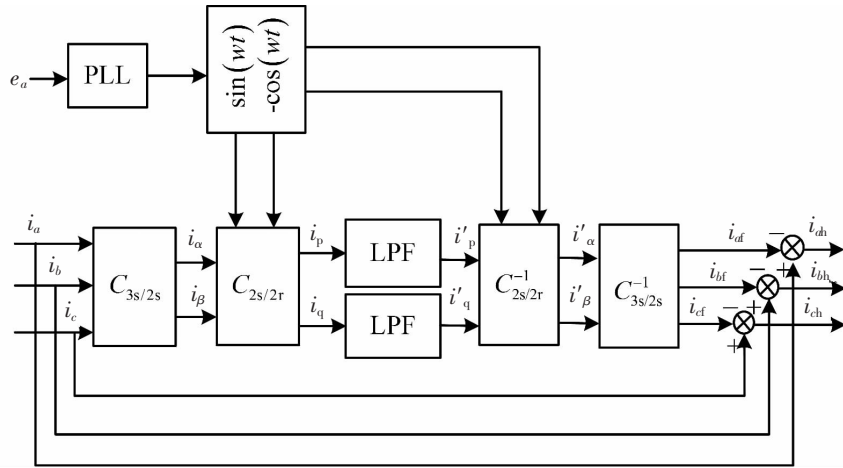


图 2 传统谐波电流检测控制框图

Fig.2 Control diagram of traditional harmonic detection

假定接入的负载三相对称,此时的三相负载电流为

$$\left. \begin{aligned} i_{dl} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t) \\ i_{bl} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cl} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中:  $I_1$  为基波电流有效值;  $\omega$  为电源的角频率。

根据傅里叶级数的相关知识,对三相负载电流进行傅里叶分析,得到

$$\left. \begin{aligned} i_{dl} &= \sqrt{2} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+1} \sin[(6n+1)\omega t + \theta_{6n+1}] + \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+3} \sin[(6n+3)\omega t + \theta_{6n+3}] + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+5} \sin[(6n+5)\omega t + \theta_{6n+5}] \right\} \\ i_{bl} &= \sqrt{2} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+1} \sin[(6n+1)\omega t + \theta_{6n+1} - \frac{2\pi}{3}] + \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+3} \sin[(6n+3)\omega t + \theta_{6n+3} - \frac{2\pi}{3}] + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+5} \sin[(6n+5)\omega t + \theta_{6n+5} - \frac{2\pi}{3}] \right\} \\ i_{cl} &= \sqrt{2} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+1} \sin[(6n+1)\omega t + \theta_{6n+1} + \frac{2\pi}{3}] + \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+3} \sin[(6n+3)\omega t + \theta_{6n+3} + \frac{2\pi}{3}] + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=0}^{\infty} I_{6n+5} \sin[(6n+5)\omega t + \theta_{6n+5} + \frac{2\pi}{3}] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

经矩阵变换后得到的瞬时有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  为

$$\left. \begin{aligned} i_p &= \sum_{n=0}^{\infty} \{ I_{6n+1} \cos(6n\omega t + \theta_{6n+1}) - I_{6n+5} \cos[6(n+1)\omega t + \theta_{6n+5}] \} \\ i_q &= \sum_{n=0}^{\infty} \{ I_{6n+1} \sin(6n\omega t + \theta_{6n+1}) + I_{6n+5} \sin[6(n+1)\omega t + \theta_{6n+5}] \} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

由式(12)知,在三相负载对称的情况下,三相负载电流的  $6n+1, 6n+5$  次谐波经矩阵变换后分别为  $dq$  旋转坐标系下的  $6n$  和  $6n+6$  次谐波,其均为 6 的倍数次谐波。同时瞬时有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  的交流分量的周

期为基波电源周期  $T$  的  $1/6$ , 可知两者电流的交流分量在  $T/6$  时间内其平均值为 0。瞬时无功功率理论  $i_p-i_q$  谐波电流检测方法中低通滤波器的作用是经过逆变换后与三相基波电流相对应的  $i_p, i_q$  的直流分量。根据平均电流的相关定义, 用图 3 所示的平均电流控制器代替低通滤波器。对  $i_p, i_q$  积分  $T/6$ , 将得到的输出值减去电流积分  $T/6$  后再延迟  $T/6$  的输出值, 从而得到电流在  $[0, T/6]$  区间的积分值, 最后将其除以积分区间  $T/6$  就可以获取所需要的与电流基波分量所对应的  $i_p, i_q$  的直流量(此时即为电流  $i_p, i_q$  的平均值), 与低通滤波器效果相同。之后通过调节 PI 参数, 从而降低基波电流峰值对器件所需的灵敏度要求。用公式表示为

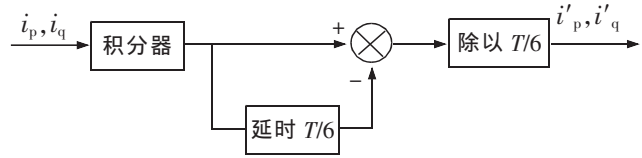


图 3 平均电流控制器框图

Fig.3 Diagram of average current controller

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_p &= \frac{6}{T} \int_{t-\frac{6}{T}}^t i_p dt = \frac{6}{T} \int_0^{\frac{6}{T}} i_p dt = i'_p \\ \bar{i}_q &= \frac{6}{T} \int_{t-\frac{6}{T}}^t i_q dt = \frac{6}{T} \int_0^{\frac{6}{T}} i_q dt = i'_q \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中:  $\bar{i}_p, \bar{i}_q$  分别为有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  的平均值;  $i'_p, i'_q$  分别为  $i_p$  和  $i_q$  的直流量。

得到的改进型电流谐波检测控制框图如图 4 所示(不包括虚线框图)。

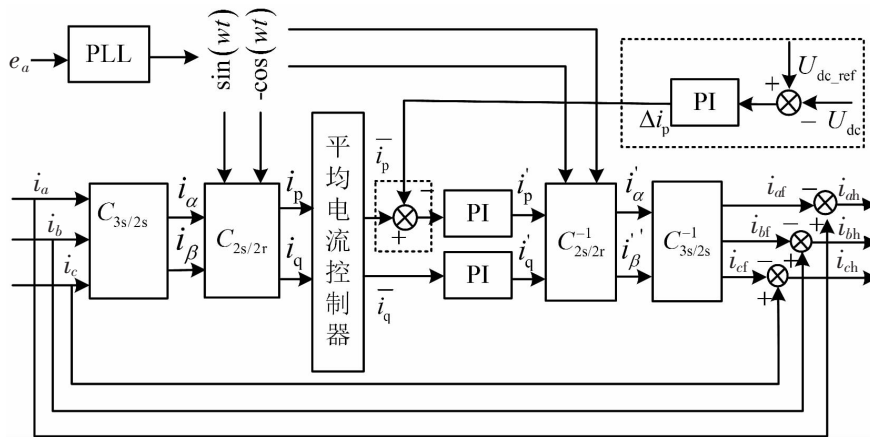


图 4 改进型谐波电流检测框图

Fig.4 Control diagram of improved harmonic detection

### 2.2.2 APF 直流侧电容电压控制策略

为使 APF 对电流谐波动态抑制效果更准确, 应维持 APF 逆变器直流侧电容电压稳定。电容电压不稳定, 会对谐波补偿产生一定的干扰。采取图 4 虚线框图所示的控制策略实现电容电压稳定。将电容的参考电压  $U_{dc\_ref}$  与电容实际电压值  $U_{dc}$  进行比较, 所得差值经 PI 调节器的比例积分作用得到电流  $\Delta i_p$ 。将其加到有功电流  $i_p$  上, 从而谐波检测电路计算得到的指令电流  $i_h^*$  中含有 PWM 变流器交直侧能量交换的有功电流基波分量, 最终实现直流侧电容稳压控制。

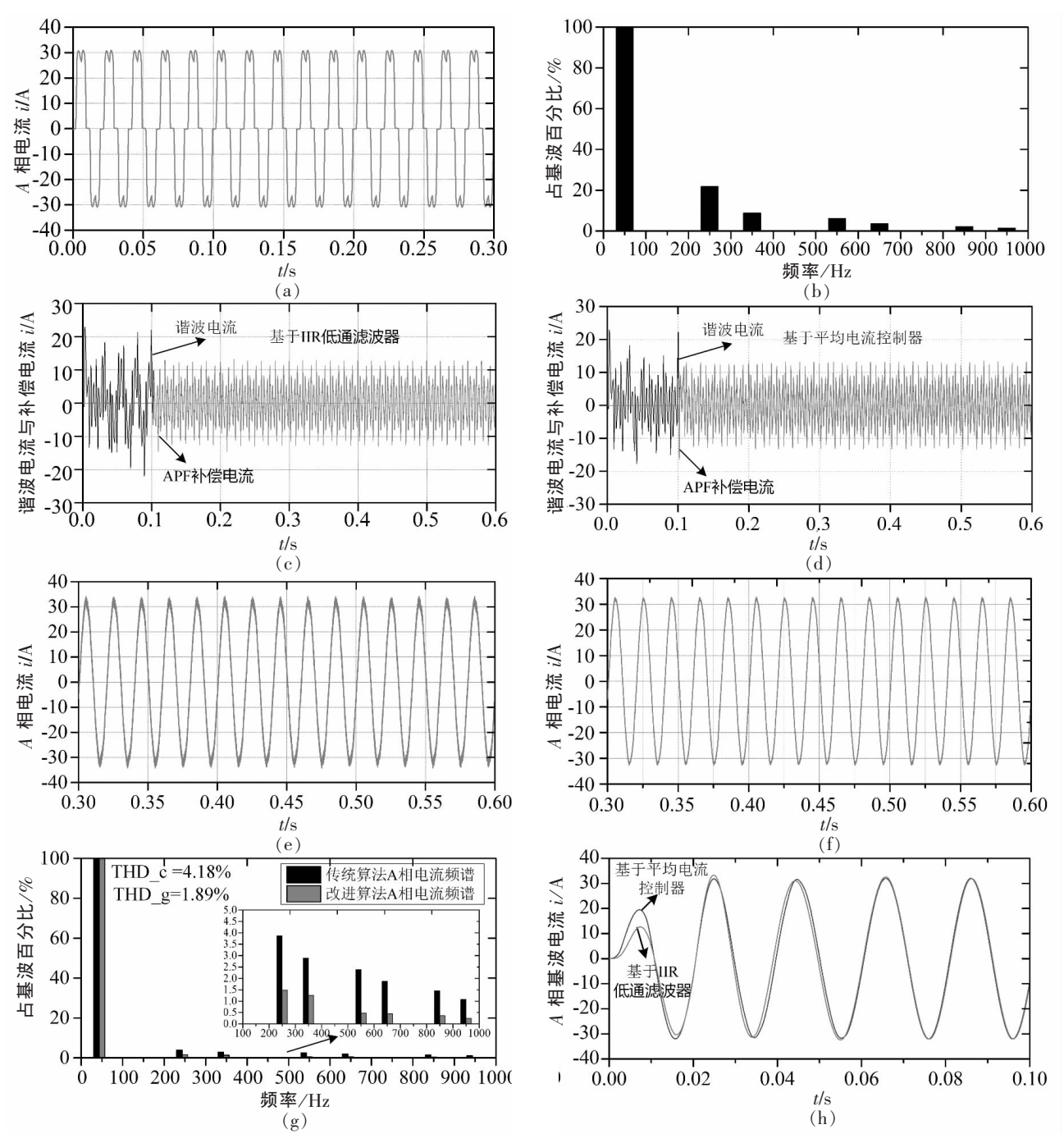
### 2.2.3 APF 电流跟踪控制策略

完成电流谐波检测和电容电压稳压控制后, 采取电流滞环控制策略将指令电流  $i_h^*$  与补偿电流  $i_h$  之间的差值作为滞环比较器的输入信号。设置合适的滞环环宽  $H$ , 经过滞环比较输出的 PWM 信号作为 APF 主电路的开关信号, 产生与谐波电流相抵消的补偿电流, 从而动态抑制电流谐波。



### 3 仿真验证

在 Matlab/Simulink 仿真平台构建地铁供电系统 APF 仿真模型。仿真采用基于瞬时无功功率理论的改进型谐波电流检测方法,直流侧电容电压采用 PI 控制策略,PWM 变流器的触发信号产生采用滞环电流跟踪控制技术。具体仿真参数设置如下: 三相电源  $e_s$  线电压  $U=380\text{ V}$ ,工频  $50\text{ Hz}$ ; 由于地铁供电系统中主要谐波次数为 5,7 次等奇次谐波,故非线性负载可用 6 脉波不可控整流桥带阻感负载代替进行模拟,其中电阻值  $R=10\ \Omega$ 、电感值  $L=2\text{ mH}$ ; APF 主电路中的 PWM 变流器直流侧电容值  $C=100\text{ e}^{-3}\ \mu\text{F}$ ,交流侧的滤波电感值  $L1=6.9\text{ e}^{-3}\text{ mH}$ ,电阻值  $R1=0.1\ \Omega$ ; 仿真时间设置为  $0.6\text{ s}$ ,采样周期设置为  $5\text{ e}^{-6}\text{ s}$ 。其仿真结果如图 5 所示。



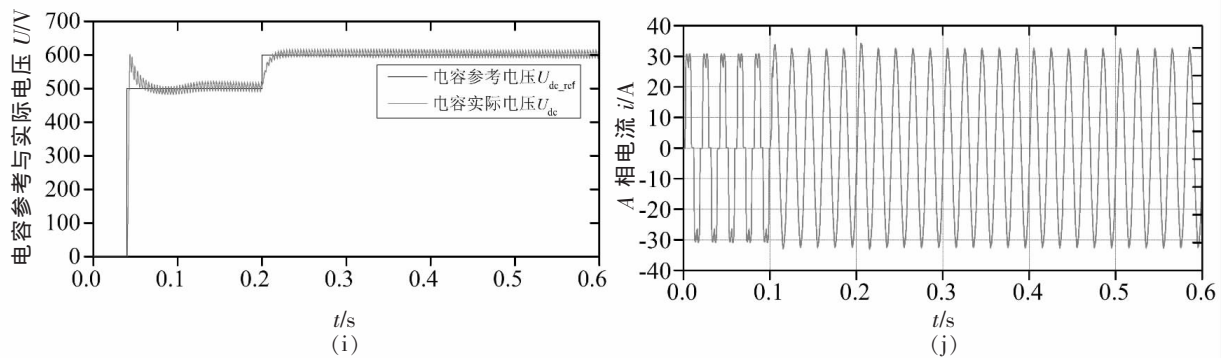


图5 仿真波形及频谱图

Fig.5 Simulation waveforms and harmonic spectrum

图5(a)(b)分别为APF未投入工作时主电路A相电流波形及其对应的波频谱图。由于非线性阻感负载的接入导致A相电流中含有较多的5,7,11,13次等奇次谐波,引起电流畸变从而形成“马鞍”波形。其谐波畸变率为24.72%,远远超过电网所允许的谐波含量国家标准。图5(c)和图5(d)分别为基于IIR型LPF和基于平均电流控制器的2种谐波电流检测方法各自所检测的谐波电流以及构成的APF所产生的补偿电流对比图(为便于叙述,基于IIR型LPF构成的APF简称传统APF,基于平均电流控制器构成的APF简称改进型APF)。从图中可以看出,各自APF投入工作后,图5(c)以及图5(d)中的补偿电流几乎均能够与谐波电流保持重合,且2种方法所检测的谐波电流几乎一致,说明改进型谐波电流检测方法的有效性。图5(e)和图5(f)分别为2种APF各自投入工作时A相电流波形图。从波形图可知,2种APF的A相电流波形均接近正弦波。其中5(e)图电流波谷和波峰毛刺相对较多,图5(f)图波形只存在极少量毛刺,几乎可以忽略不计。图5(g)为2种APF对应A相电流的谐波频谱图对比图。改进型APF的A相电流THD为1.89%,传统APF的A相电流THD为4.18%。综合图5(e)(f)和图5(g)可知,改进型APF具有更好的谐波补偿性能。图5(h)为在 $t=0$ 时刻,2种APF均投入工作时A相基波电流对比图。可知,改进型谐波检测方法可以减少A相基波电流延时,从而相对提高了谐波电流检测速度和精度。根据图5(f)和图5(h)中的电流值以及谐波电流允许值的换算公式可知,采用2种APF后各自的各次谐波电流允许值均满足国家标准14549-93电能质量公共电网谐波所规定的限定值。图5(i)为改进型APF中的PWM变流器直流侧电容电压的参考值与实际值的对比图。图中电容实际电压值 $U_{dc}$ 能够与参考值 $U_{dc\_ref}$ 保持良好的跟踪,可知采取的电容电压控制策略能够实现良好的稳压控制效果。图5(j)为改进型APF投入工作前后的A相电流对比图。0.1s之后APF投入工作,A相电流谐波补偿明显,谐波含量大大降低,输出电流波形为近似的正弦波。

#### 4 结论

1) 地铁牵引变电所采用24脉波整流机组进行整流这一主动式谐波治理方案并不能有效降低低压配电网系统谐波含量。提出的在牵引变电所0.4kV侧安装有源电力滤波器方案可以实现对低压侧谐波进行有效治理。

2) 在基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法的基础上,引入平均电流控制器代替低通滤波器,提出的改进型谐波电流检测方法可以实现对谐波电流的实时跟踪,一定程度上能降低三相基波电流采样延时。构建的地铁供电系统APF具有良好的电流谐波补偿性能,能够实现动态抑制谐波的目的,对南昌地铁4号线低压供配电系统谐波治理具有一定参考意义。

## 参考文献:

- [1] 全恒立,刘志刚,张钢,等. 地铁 24 脉波整流器空载直流侧谐波特性分析[J]. 铁道学报,2012,34(3):28-33.
- [2] 杨丰萍,杨扬,龚正. 地铁三轨供电系统的仿真与直流馈线保护的研究[J]. 华东交通大学学报,2013,30(3):12-16.
- [3] 董海燕,田铭兴. 地铁直流牵引供电系统整流机组的仿真分析[J]. 电气传动自动化,2010,32(5):31-33,44.
- [4] 周伟鹏,宋弘. 三相电力有源滤波器(APF)控制策略的研究[J]. 电力学报,2010,25(6):447-450.
- [5] 卜乐平,周卫平,吴正国. 三相三线制有源电力滤波器滑模变结构控制[J]. 低压电器,2010,25(15):44-47.
- [6] 谢丰,何怡刚,王东楼,等. 三相 4 线制有源电力滤波器滑模变结构控制[J]. 电气传动,2015,45(2):20-24.
- [7] 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):44-47.
- [8] 童立青,钱照明,彭方正. 有源电力滤波器电路拓扑研究综述[J]. 电力电子技术,2009,43(10):2-4.
- [9] 宋辉,席自强. 并联型 APF 控制技术及其应用[J]. 电气应用,2015,34(15):120-124.
- [10] 李晓军,于腾凯. 城市轨道交通接入电网的谐波估算及治理建议[J]. 电气应用,2014,33(20):112-115.
- [11] 刘水强,张颖,陈继业. 基于同步坐标的有源电力滤波器检测策略[J]. 电力自动化设备,2009,29(11):41-44.
- [12] 霍群海,李东,韦统振. 基于 IPI 控制策略的 APF 控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(12):43-47.
- [13] SOMAYEH YARAHMADI,GHOLAMREZA ARAB MARKADE,JAFAR SOLTAMI. Current harmonics reduction of non-linear load by using active power filter based on improved sliding mode control[C]//PEDS TC 2013,2013:524-528.
- [14] 陈国柱,王智强,谢川,等. 高补偿精度并联型有源电力滤波器的控制策略[J]. 高电压技术,2010,36(8):2060-2067.
- [15] 吴在军,赵志宏,王宝安. 并联混合型有源电力滤波器稳定性分析与控制[J]. 电力自动化设备,2011,31(7):36-41.
- [16] 张兴,张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2012:17-19.
- [17] 陈玉庆,武玉强,蔡彬. 基于电流环复合控制的有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备,2009,29(10):43-49.

## Harmonic Suppression of Active Power Filter in Metro Power Supply System

Song Pinggang, Chen Huan, Zhang Wei, You Xiaohui, Luo Jian, Zhou Zhenbang

(School of Electrical Engineering and Automation, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** The harmonic of metro power supply system increases as the power electronic converter device and a large variety of nonlinear loads have been used widely. The step-down substation adopts 24 pulse rectifier to reduce the low order harmonics of the traction power supply system greatly, but this active harmonic control measure can not reduce the harmonic content of low voltage for power distribution system in metro effectively. In order to reduce the harmonic content of power supply system further, active power filter (APF) is proposed to suppress the harmonic at the 0.4kV side of the substation. This paper expounds the working principle of 24 pulse rectifier and APF. An improved harmonic current detection method based on the  $i_p-i_q$  algorithm of the instantaneous power theory is proposed by introducing average current controller and a PI regulator to replace low pass filter. Then the relevant control strategy of APF is analyzed on the basis of the theory. Finally the simulation is built in the MATLAB/Simulink framework, and the simulation results show the improved harmonic current detection method APF is effective for the harmonic suppression in metro power supply system.

**Key words:** power supply system; 24-pulse rectifier unit; active power filter (APF); instantaneous power theory; harmonic compensation

(责任编辑 刘棉玲)