

文章编号: 1671- 251X(2010)12- 0043- 04

一种优化的基于 $i_p - i_q$ 法的谐波电流检测方法

赵琛

(中国矿业大学信电学院, 江苏 徐州 221008)

摘要: 分析了采用低通滤波器滤波的传统 $i_p - i_q$ 法和采用电流平均值滤波的改进的 $i_p - i_q$ 法的原理, 并进行了仿真实验。仿真结果表明, 单独采用传统的 $i_p - i_q$ 法进行滤波时电流输出波形中的纹波较大, 而单独采用电流平均值法进行滤波虽然可以提高动态响应速度, 但其检测结果易受基波电流变动的影响。针对上述问题, 提出了将低通滤波器和电流平均值滤波器串联的优化的 $i_p - i_q$ 法, 并进行了仿真实验。仿真结果表明, 优化的 $i_p - i_q$ 法既具有较好的检测精度, 又具有令人满意的动态响应速度。

关键词: 有源电力滤波器; 谐波电流检测; $i_p - i_q$ 法; 电流平均值法; 优化

中图分类号: TD608; TM933. 1 **文献标识码:**A

An Optimized Harmonic Current Detection Method Based on $i_p - i_q$ Method

ZHAO Chen

(School of Information and Electrical Engineering of CUMT., Xuzhou 221008, China)

Abstract: Principles of traditional $i_p - i_q$ method using low-pass filter and improved $i_p - i_q$ method using current average filter were analyzed, and simulation experiment were made. The simulation result showed that independently using the traditional $i_p - i_q$ method to filter exists bigger ripper in output waveform of current, and independently using current average method to filter can improve dynamic response speed, but its detection result is easy to be influenced by change of fundamental current. In order to solve the problems, an optimized $i_p - i_q$ method which combining low-pass filter and current average filter was proposed, and simulation experiment was made. The simulation result showed that the optimized $i_p - i_q$ method not only has better detection precision but also has satisfied dynamic response speed.

Key words: active power filter, harmonic current detection, $i_p - i_q$ method, current average method, optimization

0 引言

瞬时无功功率理论自 20 世纪 80 年代被提出, 经逐步完善和检测方法的改进, 在许多方面都得到了成功应用。其中基于瞬时无功功率理论的 $i_p - i_q$ 法因其自身的优点更是在有源电力滤波器中得到了广泛应用^[1-4], 但是, 该方法在深入应用的同时, 其缺点也逐渐暴露出来。如检测电路中的低通滤波器 (LPF) 参数设计比较复杂, 其阶数、截止频率等参数对检测电路的动态响应、检测准确度都有很大影

响^[5-6], 因此, 为减少滤波器设计的复杂性, 改善滤波效果, 对滤波环节的优化作了许多研究, 为提高谐波电流检测的动态响应速度, 提出了电流平均值谐波检测法。

本文首先分别介绍了传统的采用低通滤波器滤波的 $i_p - i_q$ 法和采用电流平均值滤波的改进的 $i_p - i_q$ 法, 并进行了仿真分析, 仿真结果表明, 单独采用巴特沃斯低通滤波器进行滤波时电流输出波形中的纹波较大, 而单独采用电流平均值法进行滤波时虽然可以提高供电系统动态响应速度, 但其检测结果易受基波电流变动的影响。因此, 本文提出了将巴特沃斯低通滤波器和电流平均值滤波器串联的方法, 该方法在提高检测精度的同时, 可增强供电系统动态响应速度, 仿真结果证明了该方法的可行性与

收稿日期: 2010- 08- 16

作者简介: 赵琛(1988-), 男, 安徽宿州人, 中国矿业大学信电学院在读硕士研究生, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用。E-mail: s53915769@163.com

正确性。

1 传统的 $i_p - i_q$ 法

传统的采用低通滤波器滤波的 $i_p - i_q$ 法具有不受电网电压波形畸变的影响、实时性好等优点，在有源电力滤波器中的应用较多。该方法在进行旋转坐标变换时需用到与 a 相电压同相位的正弦信号和余弦信号，它们由一个锁相环和一个正、余弦信号发生电路得到，如图 1 所示。

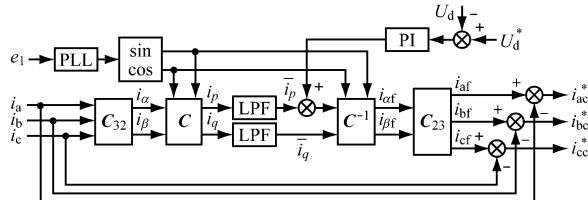


图 1 传统的采用低通滤波器滤波的 $i_p - i_q$ 法检测原理

设 i_{a*} 、 i_{b*} 、 i_{c*} 为负载的三相电流值，按照瞬时无功功率理论的定义，计算出瞬时有功电流分量 i_p 和瞬时无功电流分量 i_q ：

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{C}_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{式中: } \mathbf{C}_{32} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix}.$$

$\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$ 都是通过锁相环 PLL 得到的与电源电压 e_1 同相的信号。 i_p 、 i_q 经 LPF 得到基波电流有功分量和基波电流无功分量 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q ，再通过反变换得到三相基波电流的瞬时值：

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{23} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

最后用负载电流值与基波电流值相减即得到三相谐波电流，也就是指令电流。

图 1 中， U_d^* 为直流侧电压给定值， U_d 为直流侧电压实际值，将给定值和实际值的偏差经 PI 调节后叠加到基波有功分量，由此计算出的指令电流含有补偿分量，注入有源电力滤波器可以保持直流电压的稳定。

采用 Matlab/Simulink 仿真软件建立并联型有源电力滤波器的仿真模型，如图 2 所示。三相电源为 220 V、50 Hz，有源电力滤波器的连接电感为

0.5 mH，线路电感为 0.1 mH，电流跟踪控制环节采用滞环比较控制。

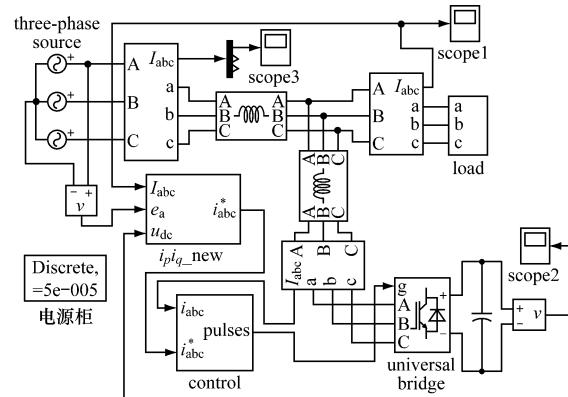


图 2 并联型有源电力滤波器仿真模型

谐波检测环节中 LPF 一般选用 2 阶巴特沃斯低通滤波器，此处设置截止频率为 40 Hz，在 0.1 s 负载突变的情况下，有源电力滤波器投入使用后 a 相电网电流波形如图 3 所示。

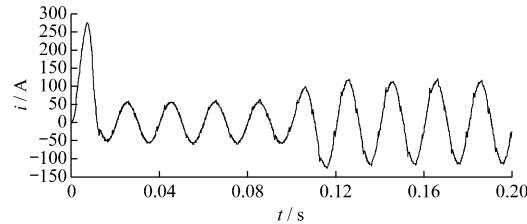
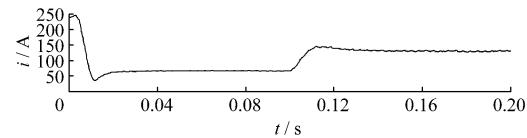
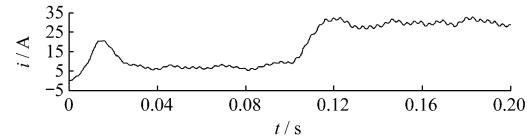


图 3 采用低通滤波器滤波的 $i_p - i_q$ 法的 a 相电网电流波形

图 4 分别给出了瞬时有功电流和瞬时无功电流经巴特沃斯低通滤波器滤波后的输出波形。



(a) 瞬时有功电流经巴特沃斯低通滤波器滤波后的输出波形



(b) 瞬时无功电流经巴特沃斯低通滤波器滤波后的输出波形

图 4 瞬时有功电流和瞬时无功电流经巴特沃斯低通滤波器滤波后的输出波形

从图 3 可看出，在 0.1 s 负载突变的情况下，采用巴特沃斯低通滤波器的 $i_p - i_q$ 法进行谐波电流检测时，电网电流需要经过大概 2 个周期的时间才能达到稳定状态，动态响应速度较慢。而从图 4 可看出，巴特沃斯低通滤波器与瞬时无功电流对应的输出波形中含有较高的交流分量，纹波较大。

2 电流平均值法

电流平均值法建立在传统 $i_p - i_q$ 法的基础上,也以同步变换为基础,只是它以一个计算电流 i_p, i_q 平均值的模块来代替LPF,从而实现滤波功能。该模块得到的平均值即为与电流基频对应的直流量。电流平均值法原理分析如下。

假设三相负载电流为

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2}I \sin \omega t \\ i_b = \sqrt{2}I \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ i_c = \sqrt{2}I \sin (\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

对式(3)进行傅里叶分解,得

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=1,3,5} \begin{bmatrix} I_{6k+1} \sin [(6k+n)\omega t + \varphi_{6k+1}] \\ I_{6k+3} \sin [(6k+n)\omega t + \varphi_{6k+3} - 2\pi/3] \\ I_{6k+5} \sin [(6k+n)\omega t + \varphi_{6k+5} + 2\pi/3] \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $I_{6k+1}, I_{6k+3}, I_{6k+5}$ 分别为1次、3次和5次谐波电流的有效值; $\varphi_{6k+1}, \varphi_{6k+3}, \varphi_{6k+5}$ 分别为1次、3次和5次谐波电流的初始相位。

根据瞬时无功功率理论,由式(1)可得

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \left[\begin{array}{l} \sum_{k=0}^{\infty} \{ I_{6k+1} \cos (6k\omega t + \varphi_{6k+1}) - I_{6k+5} \cos [6(k+1)\omega t + \varphi_{6k+5}] \} \\ - \sum_{k=0}^{\infty} \{ I_{6k+1} \sin (6k\omega t + \varphi_{6k+1}) + I_{6k+5} \sin [6(k+1)\omega t + \varphi_{6k+5}] \} \end{array} \right] \quad (5)$$

从式(5)可看出,经过 $3/2$ 变换,基波电流变成了直流量,5次、7次谐波电流变成了6次,而11次、13次谐波电流变成了12次,即 $(6n+1)$ 次与 $(6n+5)$ 次谐波经过变换后,次数分别变为 $6n$ 次和 $(6n+6)$ 次,它们均是6的倍数。所以,对 i_p, i_q 进行积分,经过 $1/6$ 基波周期后,得到的非零平均分量就是与基波分量对应的直流量(负载电流不对称时,电流中含有偶次谐波,同步变换后谐波为3的倍数次,积分区间改为 $1/3$ 个基波周期),于是,直流量可由式(6)得到^[7]:

$$\begin{cases} \bar{i}_p = \frac{6}{T} \int_{t-T/6}^t i_p dt \\ \bar{i}_q = \frac{6}{T} \int_{t-T/6}^t i_q dt \end{cases} \quad (6)$$

式中: T 为基波周期。

图5给出了电流平均值法获得直流量的原理框图。

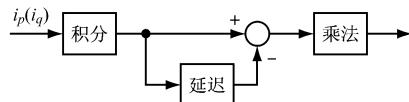


图5 电流平均值法获得直流量的原理框图

两相电流 i_p, i_q 分别减去式(6)得到的对应平均值,就得到要检测的谐波和无功电流分量。

同样,在0.1 s负载突变的情况下,有源电力滤波器投入使用后a相电网电流波形如图6所示。

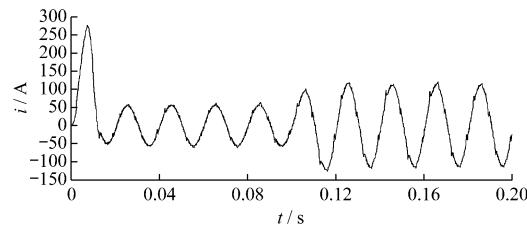
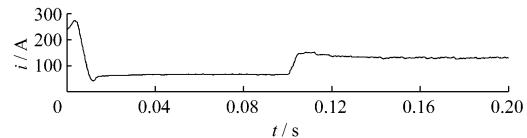
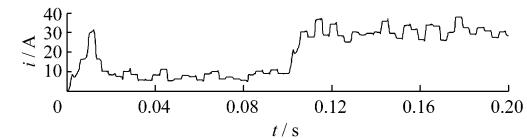


图6 基于电流平均值法的a相电网电流波形

图7分别给出了瞬时有功电流和瞬时无功电流经电流平均值滤波器滤波后的输出波形。



(a) 瞬时有功电流经电流平均值滤波器滤波后的输出波形



(b) 瞬时无功电流经电流平均值滤波器滤波后的输出波形
图7 瞬时有功电流和瞬时无功电流经电流平均值滤波器
滤波后的输出波形

对比图3和图6可看出,与传统的 $i_p - i_q$ 法相比,电流平均值法不受滤波器截止频率及阶数选择的影响,其优点是截止频率特性好,检测结果稳定,动态响应速度快,对三相平衡负载补偿时响应时间仅为 $1/6$ 个基波周期(在电流中含有偶次谐波时为 $1/3$ 个基波周期),而且用数字方法实现简单可行。但从图7又可看出,在0.1 s时,由于基波电流的变动导致电流平均值滤波器与瞬时无功电流对应的输出波形波动很大,易受检测信号中的基波电流变动的影响。

3 优化的 $i_p - i_q$ 法

鉴于以上分析,笔者提出采用巴特沃斯低通滤波器与电流平均值滤波器串联的优化滤波器结构,

从而优化传统的 $i_p - i_q$ 法的谐波电流检测性能。优化的滤波器原理如图 8 所示, 其中巴特沃斯低通滤波器阶数为 2, 截止频率为 40 Hz。

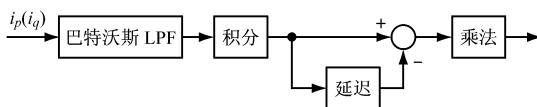


图 8 优化的滤波器原理

在 0.1 s 负载突变的情况下, 有源电力滤波器投入使用后 a 相电网电流波形如图 9 所示。

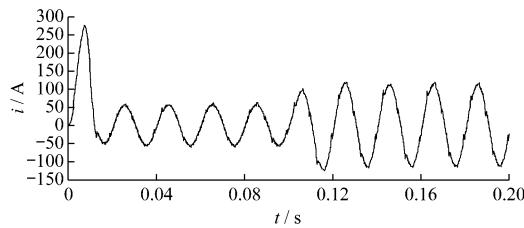


图 9 基于优化的 $i_p - i_q$ 法的 a 相电网电流波形

图 10 分别给出了瞬时有功电流和瞬时无功电流经优化的滤波器滤波后的输出波形。

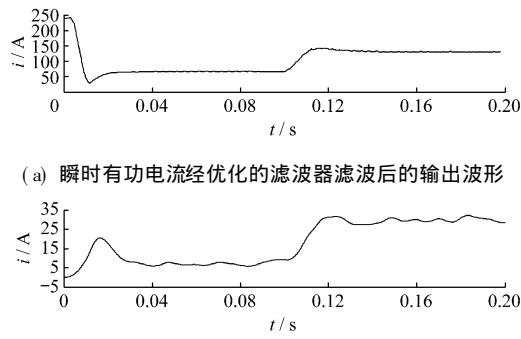


图 10 瞬时有功电流和瞬时无功电流经优化的滤波器滤波后的输出波形

从图 9 和图 10 可看出, 采用优化的滤波器的 $i_p - i_q$ 谐波检测法与只采用巴特沃斯低通滤波器的

谐波检测法相比, 滤波器输出波形中的纹波大大降低, 同时也保持了较好的动态响应速度; 与只采用电流平均值滤波器的谐波检测法相比, 虽然动态响应速度稍微变慢, 但在基波变动时低通滤波器的输出信号波动已大大降低。因此, 采用优化的 $i_p - i_q$ 谐波电流检测法可获得较好的动态响应速度和检测精度。

4 结语

分析了传统的采用巴特沃斯低通滤波器滤波的 $i_p - i_q$ 法谐波检测系统和采用电流平均值滤波器获取直流分量的改进的 $i_p - i_q$ 法谐波检测系统的性能后, 提出了将巴特沃斯低通滤波器与电流平均值滤波器串联使用的优化的 $i_p - i_q$ 法。仿真结果表明, 优化的 $i_p - i_q$ 法使得检测结果既具有较好的检测精度, 又具有令人满意的动态响应性能。

参考文献:

- [1] 张栋梁, 李钢, 王松, 等. 无差拍控制三相四线制四桥臂 APF 仿真分析 [J]. 工矿自动化, 2009(8): 55-58.
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [3] 李占友, 潘蕾. 基于瞬时无功功率理论的电网谐波电流检测方法仿真研究 [J]. 电气传动, 2008(7): 83-86.
- [4] 高大威. 电力系统谐波、无功和负序电流综合补偿的研究 [D]. 保定: 华北电力大学, 2001.
- [5] 唐杰, 滕本科, 周稳波, 等. 并联型有源滤波器补偿电流检测方法及仿真 [J]. 仪表技术, 2008(12): 4-6.
- [6] 申爱兵. 有源电力滤波器谐波电流检测方法与仿真研究 [D]. 保定: 华北电力大学, 2006.
- [7] 李鹏. 电流平均值谐波检测法 DSP 实现及其有源电力滤波器实验研究 [D]. 郑州: 郑州大学, 2004.

2011 世界地下矿山大会会讯

2010 年世界地下矿山大会—第 17 届世界能源和资源对话交流活动将于 2011-03-02—03 在中国北京汉华国际酒店举行。

大会包含下列专题论坛: (1) 2011—2061 年地下矿山投资展望; (2) 国际地下矿项目进展; (3) 地下矿工程规划和勘探测量; (4) 地下矿山开拓; (5) 岩层控制和支护; (6) 地下矿山水治理; (7) 井下安全和救护; (8) 矿山动力、照明和通讯; (9) 矿山环境、通风和空气调节; (10) 散装搬运和矿井提升; (11) 井下移动装置的技术前沿。

大会同时编撰了《2011 世界地下名录: 全球知名 500 大地下矿山》等出版物。关于会议交流和出版物等详细信息请访问活动网址: <http://www.undergroundmining.org>。

联系人: Claudio Mao 先生 E-mail: Claudio.mao@araworldwide.com

地址: 上海市闸北区延长中路 619 号延中大厦七楼 邮编: 200072

电话: (0086 21) 66523700 传真: (0086 21) 66523733