

基于 I_p-I_q 法谐波检测中数字低通滤波器的设计及其 DSP 实现

刘翔宇, 杨仁刚, 王文成

(中国农业大学 信息与电气工程学院, 北京 100083)

摘要: 针对基于 I_p-I_q 法的谐波检测在有源电力滤波器的应用, 利用 Matlab 仿真软件建立仿真模型, 分析低通滤波器的选择、设计及其对谐波检测的影响可知, 不同类型的低通滤波器, 以及滤波器的阶数、截止频率对谐波检测的动态过程和精度都有一定影响。综合考虑谐波检测的要求, 选用契比雪夫低通滤波器进行仿真, 结果表明: 该滤波器阶数越高响应速度越快, 但在通带内存在高次谐波; 阶数越低响应速度越慢, 但通带响应较好。在仿真的基础上给出了用数字信号处理芯片 (DSP) 实现基于 I_p-I_q 法谐波检测的方法和结果, 实验结果验证了仿真的正确性和低通滤波器对检测结果的影响。

关键词: 有源电力滤波器; 谐波检测; I_p-I_q 法; 数字低通滤波器; 数字信号处理芯片

中图分类号: TM 531.5; TM 935.2 **文献标识码:** B **文章编号:** 1006-6047(2006)08-0081-04

有源电力滤波器 (APF) 是治理电网谐波污染的有效手段之一^[1], 在 APF 的设计中, 高精度、实时性的谐波检测是其高性能补偿的前提。随着数字信号处理 (DSP) 技术的发展, 在 APF 中采用最多的谐波检测方法是基于 dq 分解的快速谐波分析。谐波检测将以模拟电路技术和不可编程数字电路技术为主转向追求高精度、高速度和高可靠性、高实时性、高鲁棒性的可编程器件技术特别是 DSP 技术^[2], 尽管传统的谐波检测方法有了很大的改进, 基于 dq 分解的快速谐波分析检测结果与检测算法中低通滤波器 (LPF) 的性能有很大关系^[3-4]。本文通过对不同类型低通滤波器的比较, 选出适合于 APF 的契比雪夫低通滤波器, 通过仿真比较不同阶数和截止频率的契比雪夫低通滤波器在 APF 中的检测效果, 最后在 DSP 上实现了谐波检测算法, 物理实验验证了仿真的正确性和低通滤波器的效果。

1 基于 I_p-I_q 的谐波检测方法

谐波检测所采用的 I_p-I_q 运算方式中, dq 分解的实质是将静止的 abc 坐标变换为按顺时针方向旋转的 $d-q-0$ 坐标, 经过该旋转变换后, abc 坐标下的三相对称基波电流、电压分量转换为在 $d-q-0$ 坐标下的直流分量, 而其他需要补偿的谐波在 $d-q-0$ 坐标下呈现为交流分量, 这就为谐波检测和补偿分量的提取提供了很大的方便^[5]。 I_p-I_q 法原理如图 1 所示, 图中 i_a, i_b, i_c 是系统三相电流的瞬时值; u_a 是 a 相电压的瞬时值; PLL 为锁相环; LPF 是低通滤波器; i_{af}, i_{bf}, i_{cf} 是 dq 变换后分解出的系统基波分量; i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 是系统谐波分量。

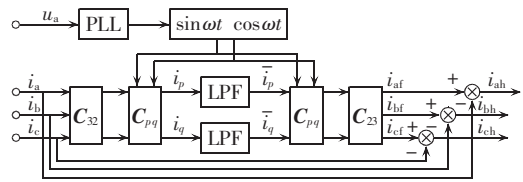


图 1 I_p-I_q 运算方式原理图

Fig.1 Principle of I_p-I_q transformation

根据图 1 可以得到 i_p, i_q 为

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C_{pq} C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \times \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

计算出 i_p, i_q 后, 通过低通滤波器就能很容易获得 i_p, i_q 中的直流分量 $\bar{i}_p$ 和 $\bar{i}_q$, 再通过下面的反变换就能够得到系统电流中的基波分量 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} 和谐波分量 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} :

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right] \times \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix}^T$$

将系统电流减去计算、分解出的基波分量可得所需 APF 的补偿电流, 即需要补偿的谐波分量^[6]:

$$i_{ah} = i_a - i_{af}, \quad i_{bh} = i_b - i_{bf}, \quad i_{ch} = i_c - i_{cf}$$

2 低通滤波器类型选择

由上述计算方法可见: i_p, i_q 需要经过低通滤波

器提取出其中的直流分量 $\bar{i}_p$ 和 $\bar{i}_q$, 经过反变换后得到系统的基波分量, 如果经过低通滤波器的直流分量含有高次分量, 则转换出的基波分量不是标准的基波正弦, 而含有谐波分量。因此, 需要低通滤波器将直流以外的各次谐波滤除, 要求滤波器在直流处为通带, 100 Hz 及以上为截止带。对于 APF, 低通滤波器应满足: 截止频率低、过渡带快, 通带内增益接近为 1、阻带内增益接近为 0, 在满足精度要求的前提下阶数尽量低, 进而使数字滤波器的运算速度快。

下面对低通滤波器类型的选择进行分析。

无限冲激响应(IIR)系统的优点是实现的阶数低, 对于实现相同要求的数字滤波器, 有限冲激响应(FIR)滤波器的阶数要比 IIR 滤波器的阶数高 5~10 倍, IIR 滤波器的设计相对简单, 可以由对应的模拟滤波器转换而来。

FIR 系统的优点是采用非递归结构, 可以得到严格的线性相位, 运算的误差也较小, FIR 滤波器的设计比 IIR 要灵活。

结合 IIR 滤波器和 FIR 滤波器的优缺点, 由于在 APF 谐波检测中的低通数字滤波器是用于通过直流, 滤掉交流, 对相位的要求不高, 而且希望运算量尽量小, 因此选用 IIR 滤波器。

3 模拟低通滤波器原型的选择

目前 IIR 数字滤波器设计最通用的是借助于模拟滤波器的设计方法, 首先按照滤波器的要求设计出模拟滤波器, 然后将模拟滤波器转换为数字滤波器。常见的模拟低通滤波器原型主要有 4 种: 巴特沃思(Butterworth)低通滤波器、契比雪夫(Chebyshev)低通滤波器、贝塞尔(Bessel)低通滤波器及椭圆函数型(Ellip)低通滤波器。

巴特沃思低通滤波器的幅频响应在很宽的范围内是平滑的, 在接近截止频率以前迅速下降, 阶跃响应有一个明显的过冲, 过冲随着阶数的增大而增大。

契比雪夫低通滤波器根据等纹波的误差值频段是通带或者是阻带的不同分为契比雪夫 I 型和 II 型。契比雪夫 I 型滤波器具有等纹波通带特性和单调的阻带特性, 其在过渡带的下降斜度比 II 型大, 契比雪夫 II 型滤波器在通带内具有单调的特性, 而在阻带内具有等纹波特性。

贝塞尔低通滤波器具有最佳阶跃响应曲线, 在较宽的频率范围内相移与频率成正比。该滤波器的幅频响应不如巴特沃思或契比雪夫滤波器衰减得快。

椭圆函数型低通滤波器的幅频响应在通带和阻带内都是等纹波的, 对于给定的阶数和给定的纹波要求, 椭圆滤波器的过渡带是最陡的^[7]。

根据 APF 中谐波检测对低通滤波器的要求, 用以上 4 种滤波器实现的时候, 椭圆滤波器的截止频率最高、通带最宽、阶跃响应最快, 但实现比较困难, 其在 DSP 上实现对字长的要求比较高。在响应速度

上, 契比雪夫次之, 贝塞尔和巴特沃思相对要慢一些。根据谐波检测的要求综合考虑, 本文选用契比雪夫数字低通滤波器, 采用其他类型的数字滤波器时下面的参数选择和 DSP 实现方法是类似的。

4 截止频率和阶数的选择

一般而言, APF 要求能够滤掉的最低次谐波为 2~3 次, 截止频率可以相应取在 50~100 Hz。滤波器阶数的选择主要是由通带和阻带的拐角频率、通带和阻带的纹波系数所决定。契比雪夫 I 型滤波器在直流处无衰减, 因此对通带指标没有要求, 根据谐波检测精度的指标, 阻带的衰减小于 -20 dB 即可。滤波器的阶数越高、过渡带越陡、响应速度越快。结合实际中 DSP 字长的制约和运算速度的影响, 本文只考虑选用 3 阶与 5 阶的契比雪夫 I 型滤波器。为了比较不同的截止频率和阶数对低通滤波器的影响, 在 Matlab 软件下进行了仿真, 采样频率采用物理实验时实际的采样频率 3 200 Hz, 低通滤波器对谐波检测影响的仿真框图如图 2 所示。

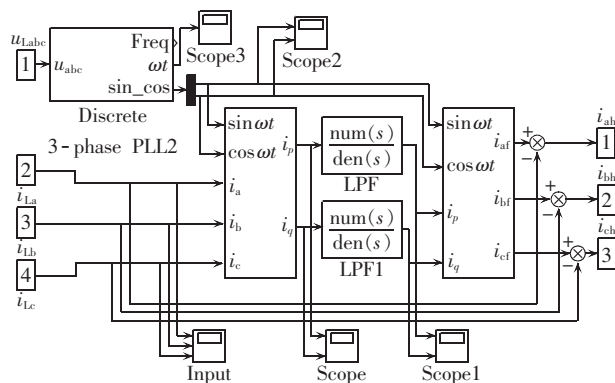


图 2 低通滤波器对谐波检测影响的仿真框图

Fig.2 Influence simulation of LPF on harmonic detection

a. 选用 5 阶契比雪夫低通滤波器, 截止频率 70 Hz, 通带内的衰减 ≤ 1 dB, 阻带内衰减 ≤ -20 dB, 其幅频响应和将低通滤波器放在谐波检测环节中滤波效果的仿真结果如图 3 所示 (I_{dc} 为输出的直流分量, 下同)。

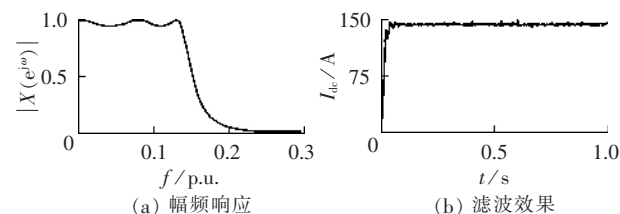


图 3 5 阶契比雪夫低通滤波器仿真结果

Fig.3 Simulation results of fifth-order Chebyshev LPF

b. 选用 3 阶契比雪夫低通滤波器, 截止频率为 70 Hz, 通带内的衰减 ≤ 1 dB, 阻带内衰减 ≤ -30 dB, 其幅频响应和将低通滤波器放在谐波检测环节中滤波效果的仿真结果如图 4 所示。

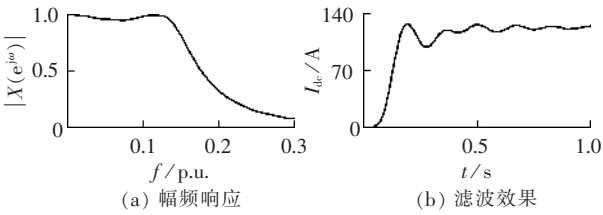


图 4 3 阶契比雪夫低通滤波器
仿真结果(截止频率 70 Hz)

Fig.4 Simulation results of third-order Chebyshev LPF with cut-off frequency being 70 Hz

c. 选用 3 阶契比雪夫低通滤波器,截止频率 50 Hz,通带内的衰减 ≤ 1 dB,阻带内衰减 ≤ -35 dB,其幅频响应和将低通滤波器放在谐波检测环节中滤波效果的仿真结果如图 5 所示。

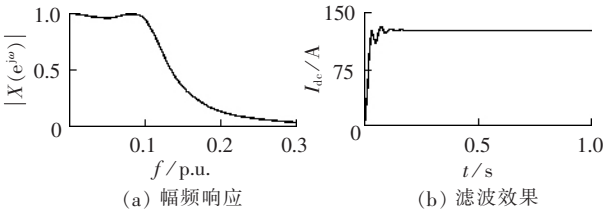


图 5 3 阶契比雪夫低通滤波器
仿真结果(截止频率 50 Hz)

Fig.5 Simulation results of third-order Chebyshev LPF with cut-off frequency being 50 Hz

从仿真结果可见:契比雪夫低通滤波器的阶数越高响应速度越快,但是在通带内会有高次谐波成分的存在;滤波器的阶数越低响应速度越慢,但是通带的响应较好。兼顾 DSP 在数字滤波时计算速度的影响和在物理实验时的总体响应速度,最后选择 3 阶的契比雪夫低通滤波器,在对同样阶数而截止频率和衰减不同的滤波器选择时,根据仿真 c 滤波器的响应速度和通带衰减达到均衡的最优,其传递函数为

$$\frac{Y(k)}{X(k)} = \frac{0.0809 + 0.2427Z^{-1} + 0.2427Z^{-2} + 0.0809Z^{-3}}{1 - 2.8693Z^{-1} + 2.7537Z^{-2} - 0.8837Z^{-3}}$$

5 DSP 实现

近年来随着 DSP 技术的发展,其在谐波检测中的应用也越来越广泛^[8]。本文选用 Motorola 公司的 16 位 DSP 处理芯片,其时钟频率可达 80 MHz,在这种情况下有 40 MIPS 的指令执行速度^①,为谐波检测提供了良好的运算基础。为使 A 相电压的过零点准确复位正、余弦表,提高运算精度,防止谐波对过零检测的影响,本文采用抗谐波电能计量芯片 ADE 7758,其内置的滤波器能够使芯片在有谐波干扰的情况下准确捕获 A 相电压的过零点。24 位的 ADC 采样,有 26.0、13.0、6.5 或 3.3 千次每秒的灵活采样频率。内部的 ADC 具有自动的温度补偿功能^②,进一步提高了精度。利用 ADE 7758 的防潜动功能可以避免在某些情况下 APF 误补偿对电力系统的冲击。

利用谐波检测的 I_p-I_q 运算方法和所选择的低通滤波器的传递函数在 56F 807 平台上进行谐波检测的验证。谐波源使用“DK-54 便携式三相程控精密电源”,其最高能加入的谐波可达 20 次以上,缺点

是无法同时加入 2 种或 2 种以上的不同次谐波。标准谐波表采用 Fluck 公司生产的电能质量分析仪 1650。56F 807 经过采样、计算、分析后将采样和计算的数据通过 RS-232 口高速送入上位机 PC,在上位机通过编制的专用软件将采样、运算结果存入数据库,并进行实时波形显示。

a. 在基波上叠加 3 次谐波,幅值 40%,谐相 0°; 56F 807 检测,含 3 次谐波的系统电流 i 波形、计算分解出的基波电流 i_1 波形、谐波电流 i_h 波形如图 6 所示。56F 807 计算的基波、谐波含量(以基波为基准,后同)和 1650 检测结果的比较见表 1。

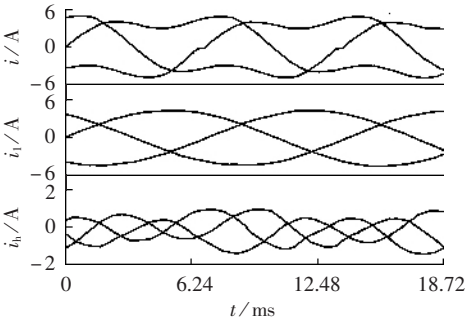


图 6 叠加 3 次谐波时的电流波形

Fig.6 Current waveforms with third-order harmonic

表 1 计算分析出的谐波含量和标准表测量结果的比较

Tab.1 Comparison between calculated and measured harmonics

n	1650		基/谐波	56F 807	
	U_m/V	含量/%		U_m/V	含量/%
1	216.90000	100	基波	217.20	100
2	0.10790	0.039			
3	86.81000	40.030			
4	0.02158	0.014			
5	1.90700	0.949		89.93	41.4
6	0.08632	0.039			
7	0.77720	0.358			

注:n 为谐波次数; U_m 为幅值;表 2、3 同。

b. 在基波上叠加 5 次谐波,幅值 30%,谐相 0°; 56F 807 检测,含 5 次谐波的系统电流 i 波形、计算分解出的基波电流 i_1 波形、谐波电流 i_h 波形如图 7 所示。56F 807 计算的基波、谐波含量和 1650 检测结果的比较见表 2。

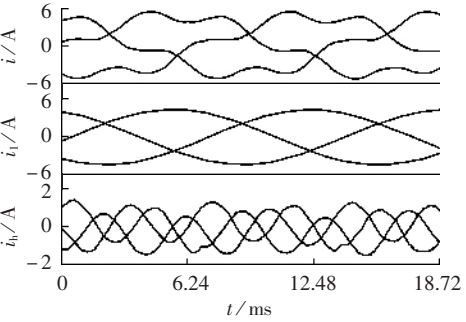


图 7 叠加 5 次谐波时的电流波形

Fig.7 Current waveforms with fifth-order harmonic

① DSP56F801/803/805/807 16-bit digital signal processor user's manual. Motorola rev.3.0.
② ADE7758 user's manual. Analog devices rev.A,1998.

表 2 计算分析出的谐波含量和标准表测量结果的比较
Tab.2 Comparison between calculated and measured harmonics

n	1650		56F 807		
	U_m/V	含量/%	基/谐波	U_m/V	含量/%
1	217.20000	100	基波	217.80	100
2	0.09651	0.039			
3	1.86700	0.875			
4	0.13120	0.062			
5	67.92000	31.260	谐波	70.62	32.42
6	0.11200	0.044			
7	1.49840	0.858			

c. 在基波上叠加 7 次谐波,幅值 20%,谐相 0°;56F807 检测,含 7 次谐波的系统电流 i 波形、计算分解出的基波电流 i_1 波形、谐波电流 i_h 波形如图 8 所示。56F807 计算的基波、谐波含量和 1650 检测结果的比较见表 3。

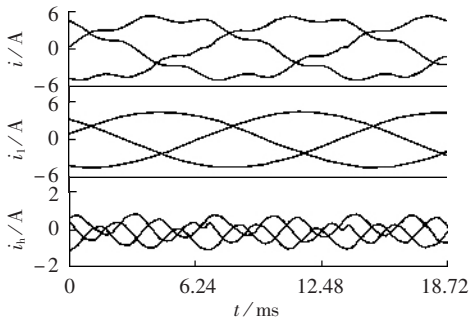


图 8 叠加 7 次谐波时的电流波形

Fig.8 Current waveforms with seventh-order harmonic

表 3 计算分析出的谐波含量和标准表测量结果的比较
Tab.3 Comparison between calculated and measured harmonics

n	1650		56F 807		
	U_m/V	含量/%	基/谐波	U_m/V	含量/%
1	217.3000	100	基波	217.800	100
2	0.1079	0.055			
3	1.8320	0.969			
4	0.1312	0.060			
5	1.0810	0.721	谐波	48.825	22.42
6	0.0915	0.057			
7	45.6000	20.970			

6 结论

- a. I_p-I_q 的谐波检测运算方式应用于电力有源滤波器中时, I_p-I_q 法中数字低通滤波器的类型、阶数、截止频率的选择直接影响谐波检测速度和精度;
- b. 通过在 Matlab 下的仿真研究能够得到适合于不同应用的数字低通滤波器的各个参数,建立谐波检测的系统模型,能够验证滤波器在系统环境下对谐波检测速度和精度的影响;
- c. 在仿真基础上,将所得数字滤波器应用于基于 DSP 平台的实际谐波检测中获得了良好的效果;
- d. 仿真和物理实验表明数字低通滤波器选择的正确性,所使用的仿真、验证方法的可行性,为电力有

源滤波器谐波检测中低通滤波器设计提供了参考。

参考文献:

[1] 刘春花,周腊吾. 基于 I_p-I_q 法的混合有源滤波器谐波电流检测方法[J]. 继电器,2005,33(5):24-26.
LIU Chun-hua,ZHOU La-wu. Method of harmonic current detection for hybrid active power filter based on I_p-I_q principle [J]. Relay,2005,33(5):24-26.

[2] 栗时平,郑小平,金维宇. 电力系统谐波检测方法及其实现技术的发展[J]. 电气开关,2004(1):33-38.
SU Shi-ping,ZHENG Xiao-ping,JIN Wei-yu. Development of measuring methods and their implementing technologies for harmonic of power systems[J]. Electric Switchar,2004(1):33-38.

[3] 王群,姚为正,王兆安. 高通和低通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响研究[J]. 电工技术学报,1999,14(5):23-26.
WANG Qun,YAO Wei-zheng,WANG Zhao-an. A study about influence of high and low pass filters on detecting effect of harmonics detection circuits[J]. Transaction of China Electrotechnical Society,1999,14(5):23-26.

[4] 唐蕾,陈维荣. 有源电力滤波器电流检测误差分析[J]. 电力自动化设备,2005,25(10):29-32.
TANG Lei,CHEN Wei-rong. Detection error analysis of active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2005,25(10):29-32.

[5] 杨柳,孙建军,刘会金,等. 基于 $d-q$ 变换的三相不对称系统任意次谐波电流的检测方法[J]. 继电器,2004,32(24):29-32.
YANG Liu,SUN Jian-jun,LIU Hui-jin,et al. A new algorithm for random harmonic current detection based on the $d-q$ transformation in three phase unbalanced system[J]. Relay,2004,32(24):29-32.

[6] 戴利峰,蒋平,田大强. 无锁相环 $d-q$ 谐波电流检测法的实现[J]. 电网技术,2003,27(8):46-49.
DAI Lie-feng,JIANG Ping,TIAN Da-qiang. Realization of harmonic current detection of $d-q$ transformation without phase lock loop[J]. Power System Technology,2003,27(8):46-49.

[7] 何益宏,卓放,周新,等. 利用瞬时无功功率理论检测谐波电流方法的改进[J]. 电工技术学报,2003,18(1):87-91.
HE Yi-hong,ZHUO Fang,ZHOU Xin,et al. A modified method for measuring harmonic current based on instantaneous reactive power theory[J]. Transaction of China Electrotechnical Society,2003,18(1):87-91.

[8] 李娟,陈劲操. 基于 TMS 320 F 240 的电力系统谐波检测的开发[J]. 电测与仪表,2003,40(6):12-15.
LI Juan,CHEN Jin-cai. Harmonic detection of power system's drag based on DSP[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2003,40(6):12-15.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

刘翔宇(1982-),男,四川德阳人,硕士研究生,从事电力系统自动化、电能质量分析、谐波治理等方面的研究(E-mail: l_xiuxy@163.com);
杨仁刚(1953-),男,辽宁大连人,教授,博士研究生导师,从事无功补偿、电能质量、电力系统自动化技术的研究;
王文成(1968-),男,河北保定人,助理研究员,从事智能控制、变电站自动化、微机自动化方面的教学与科研工作。

Design of digital low pass filter in harmonic detection based on I_p-I_q transformation and its implementation using DSP

LIU Xiang-yu, YANG Ren-gang, WANG Wen-cheng
(China Agricultural University, Beijing 100083, China)

Abstract: A simulation model is established with Matlab for I_p-I_q transformation-based harmonic detection in active power filter. The selection and design of low pass filter as well as its influence on harmonic detection are analyzed. Results show that, the type, order and cut-off frequency of low pass filter all do affect the dynamic response and precision of harmonic detection. According to requirements of harmonic detection, the Chebyshev low pass filter is selected for simulation. Results show that, the higher order the filter has, the faster the response will be and the more high-order harmonics in the passband. The I_p-I_q transformation-based harmonic detection is implemented with digital signal processor, and the experiment result proves the correctness of simulation and obtained conclusions.

Key words: active power filter; harmonic detection; I_p-I_q transformation; digital low pass filter; DSP