

基于新型检测方法的单相并联有源滤波器

纪飞峰, Mansoor, 解 大, 周荔丹, 姚 刚, 陈 陈
(上海交通大学 电气工程系, 上海 200030)

摘要: 提出一种基于新型检测方法的单相并联有源滤波器。该有源滤波器采用新型基波相位和频率检测方法, 基于该检测方法采用单周期复位积分方法计算出谐波电流。输入信号经过 A/D 变换得到数字信号, 经过频率校正环节后可得到与输入信号基波分量相同角频率的信号, 该信号再经过初相校正环节后就可以得到与输入信号基波分量同频率、同初相的相位信号, 从而实现对输入信号中基波分量的跟踪。该相位检测方法不需要通过闭环校正, 显著提高了检测跟踪速度, 暂态响应时间小于 20 ms。利用该方法检测出电网电压基波分量单位正弦信号, 采用单周期复位积分法, 可以得到负荷电流基波分量的幅值, 从而方便地计算出电流中的谐波分量。仿真和实验结果证明了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 相位; 频率; 同步信号; 有源滤波器

中图分类号: TM 761; TM 933; TN 713⁺.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-6047(2006)02-0005-06

0 引言

应用于电力系统的有源电力滤波器需要快速地获得系统精确的基波初相与频率。而系统中非线性负荷将引起电网电压、电流的相位突变和波形畸变, 这就对系统基波初相和基波频率的检测精度与实时性提出了更高的要求。

目前, 较为广泛地采用模拟锁相环、数字锁相环或软件锁相环技术来获得系统基波初相与频率。模拟锁相环与数字锁相环均采用硬件实现, 模拟锁相环存在直流零点漂移、器件饱和、失锁、抖动、可靠性低等问题。数字锁相环同样对器件的要求较高, 并且采用数字电路设计低通滤波比较困难, 精度难以提高^[1]。更重要的是: 这 2 种方法都依赖于过零

点时刻的检测, 但实际电力系统中电压、电流存在的谐波, 使得信号零点与基波零点不一致, 并且可能在实际过零点处出现多次过零, 从而使检测结果出现较大误差^[2]。

软件锁相环技术主要通过软件编程实现, 具有较强的抗干扰性, 通过算法改进, 无需高精度元件就能获得理想的检测精度。基于 DSP 的软件锁相环基本算法与模拟锁相环和数字锁相环基本相同^[3]。目前, 多数工频软件锁相环算法是以正交模拟锁相环原理^[4]为基础, 由鉴相器、环路滤波器、可控振荡器等模块组成的一个闭环控制回路^[5-6]。由于需要采用闭环控制, 所以锁相环的跟踪速度与控制参数有关。文献[1]反馈回路采用积分累加环节。文献[5]的鉴相与环路滤波采用滑窗傅里叶变换和变参数 PI 控制, 反馈环节采用了延时反馈。文献[7]采用了比例积分反馈控制。反馈环节的引入将降低锁相环的跟踪速度, 且需要根据输入信号调节多个参数, 以得到

收稿日期: 2005-07-18; 修回日期: 2005-10-10
基金项目: 高等学校博士学科专项科研基金项目
(20030248043)

较好的响应速度和响应精度。

本文提出了一种新型的基于 DSP 实现的相位和频率检测方法,能够显著提高检测速度,并消除谐波干扰。并利用该检测方法获得电压同步信号,采用周期复位积分法得到电流有功分量的幅值,从而计算出负荷电流无功与谐波成分。基于该方法,本文研制了单相并联有源滤波器,仿真和实验表明该有源滤波器谐波补偿效果良好,并具有较快的谐波补偿速度。

1 基于 DSP 的基波频率、相位检测方法

本文提出的基波频率、相位检测方法,是采用 DSP 实现的。输入信号经过 DSP 采样后得到数字信号,经过频率校正环节后可得到与输入信号基波分量相同角频率的信号,该信号再经过初相校正环节就可得到与输入信号基波分量同频率、同初相的相位信号,从而实现输入信号中基波分量的跟踪。

1.1 频率校正环节

图 1 为检测方法的频率计算环节结构。

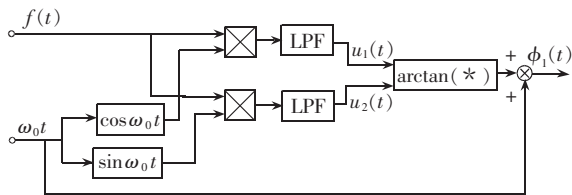


图 1 频率校正环节结构

Fig.1 The structure of frequency correction link

图中 $f(t)$ 为输入信号, ω_1 为系统基波频率, $\omega_0 = 100\pi$ 为标准 50 Hz 角频率。 $f(t)$ 中含有谐波和直流成分,其函数表达式为

$$f(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega_n t + \theta_n) \quad (1)$$

式中 A_0 为直流分量; θ_1 为基波分量初相角; n 为谐波次数; θ_n 为各次谐波的初相角。

输入信号 $f(t)$ 与标准余弦信号相乘得到:

$$\begin{aligned} f(t) \cos(\omega_0 t) &= A_0 \cos(\omega_0 t) + \\ &\frac{A_1}{2} \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1] + \\ &\frac{A_1}{2} \sin[(\omega_1 + \omega_0)t + \theta_1] + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{A_n}{2} \sin[(n\omega_1 + \omega_0)t + \theta_n] + \right. \\ &\left. \frac{A_n}{2} \sin[(n\omega_1 - \omega_0)t + \theta_n] \right\} \quad (2) \end{aligned}$$

由于电力系统允许的基波频率为 (50 ± 0.5) Hz, 所以式 (2) 中 $(A_1/2) \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1]$ 项的频率范围在 $-0.5 \sim +0.5$ Hz 之间, 而其他项的频率均超过系统基波频率 ω_1 , 可采用低通滤波器 (LPF) 将角频率大于等于 ω_1 的成分滤除, 即通过 LPF 可以得:

$$u_1(t) = \text{LPE}[f(t) \cos(\omega_0 t)] = \frac{k_1 A_1}{2} \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_x] \quad (3)$$

因为 $u_1(t)$ 是一低频交流分量, 所以该分量经过低通滤波器后会产生移相, 式 (3) 中 θ_x 表示信号经过低通滤波器后的移相, k_1 表示低通滤波器的放大倍数。同样将输入信号 $f(t)$ 与标准正弦信号相乘, 并经过低通滤波器后可得:

$$u_2(t) = \text{LPF}[f(t) \sin(\omega_0 t)] = \frac{k_1 A_1}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_x] \quad (4)$$

将式 (3) 与式 (4) 相除可得:

$$u_1(t)/u_2(t) = \tan[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_x] \quad (5)$$

对式 (5) 求反正切并与 $\omega_0 t$ 相加可得:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \arctan[u_1(t)/u_2(t)] + \omega_0 t = \\ &(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_x + \omega_0 t = \omega_1 t + \theta_1 + \theta_x \quad (6) \end{aligned}$$

由频率计算环节得到的输出信号 $\phi_1(t)$ 与输入信号 $f(t)$ 中的基波分量相位相差一个固定的角度 θ_x , 再通过相位校正环节就可得到输入信号 $f(t)$ 中基波分量的实时相位 $\omega_1 t + \theta_1$ 。

1.2 相位校正环节

相位校正环节的结构如图 2 所示。

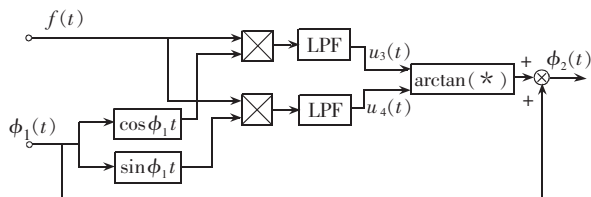


图 2 相位校正环节结构

Fig.2 The structure of phase correction link

首先, 由频率校正环节的输出信号 $\phi_1(t)$ 产生余弦信号与输入信号 $f(t)$ 相乘得:

$$\begin{aligned} f(t) \cos[\phi_1(t)] &= A_0 \cos[\phi_1(t)] + \\ &\frac{A_1}{2} \sin[\omega_1 t + \theta_1 + \phi_1(t)] + \\ &\frac{A_1}{2} \sin[\omega_1 t + \theta_1 - \phi_1(t)] + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{A_n}{2} \sin[n\omega_1 + \theta_n + \phi_1(t)] + \right. \\ &\left. \frac{A_n}{2} \sin[n\omega_1 + \theta_n - \phi_1(t)] \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

式中 $(A_1/2) \sin[\omega_1 t + \theta_1 - \phi_1(t)] = (A_1/2) \sin(\omega_1 t + \theta_1 - \omega_1 t - \theta_1 - \theta_x) = (A_1/2) \sin(-\theta_x)$, 该项为一直流分量, 而其他项均为频率高于 ω_1 的交流分量。所以通过低通滤波器可得到该直流分量, 即

$$u_3(t) = \text{LPF}[f(t) \cos(\phi_1(t))] = \frac{k_2 A_1}{2} \sin(-\theta_x) \quad (8)$$

式 (8) 中 k_2 为低通滤波器的放大倍数, 为了编程方便, 该低通滤波器的截止频率可与频率校正环

节低通滤波器相同。同样可由频率校正环节的输出信号 $\phi_1(t)$ 产生正弦信号与输入信号 $f(t)$ 相乘,并经过低通滤波器后可得:

$$u_4(t) = \text{LPF}[f(t)\sin(\phi_1(t))] = \frac{k_2 A_1}{2} \cos(-\theta_x) \tag{9}$$

将式(8)与式(9)相除可得:

$$u_3(t)/u_4(t) = \tan(-\theta_x) \tag{10}$$

对式(10)求反正切并与 $\phi_1(t)$ 相加可得:

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= \arctan[u_3(t)/u_4(t)] + \phi_1(t) = \\ \omega_1 t + \theta_1 + \theta_x - \theta_x &= \omega_1 t + \theta_1 \end{aligned} \tag{11}$$

由式(11)可知 $\phi_2(t) = \omega_1 t + \theta_1$ 就是输入信号 $f(t)$ 中基波分量当前时刻的相位。得到 $\phi_2(t)$ 后就可以通过查表法得到与输入信号 $f(t)$ 中基波分量同相位的正弦信号。若需要 M 倍频或 N 分频,可分别将 $\phi_2(t)$ 乘以 M 或除以 N ,然后查表获得基波分量相应的倍频或分频信号。

从图 1,2 可以看出频率校正环节与相位校正环节的结构基本相同,且所用低通滤波器也可以完全相同,所以 2 个环节可采用完全相同的程序,且 2 部分程序均在 1 个采样周期内完成。

2 低通滤波器设计

在本文的检测方法中,滤波器 filter1~4 均为低通滤波器,低通滤波器对锁相环的精度和速度影响很大。为便于软件实现,滤波器必须选择数字滤波器,数字滤波器的类型、截止频率和阶数的选择直接对锁相环的稳态精度和动态响应速度有很大的影响^[8]。

本文提出的软件检测方法中,高阶滤波器带来的大运算量势必会影响 DSP 处理信号的实时性。考虑到输入频率校正环节中 2 个滤波器的信号具有相同的频率特性,所以滤波器引起的相移也是相同的,对反正切函数的计算没有影响。而进入相位校正环节的信号中,待分离的量为直流分量,稳态时不存在相位问题^[9]。本文的检测方法中可选择 IIR (Infinite Impulse Response) 低通滤波器。而巴特沃斯低通滤波器,具有对直流分量无衰减,在通带与阻带内无纹波的特点。虽然动态响应速度不是最快,但综合考虑,该低通滤波器较适用于本文的检测方法中。

在检测方法中,通过低通滤波器的信号中,需要保留的分量频率通常低于 1 Hz,而需要滤除的分量频率高于 50 Hz,所以低通滤波器的截止频率范围为 1~50 Hz。图 3 为 4 个截止频率时二阶巴特沃斯低通滤波器的伯德图 (图中曲线 1,2,3,4 分别对应 f_c 为 10 Hz,20 Hz,30 Hz,40 Hz; A 为幅值; B 为相位; ω 为角频率)。由图 3 可见当截止频率高于 30 Hz 时,在 50 Hz 频率处的幅值不为 0,所以会造成一定的误差。而当低通滤波器的截止频率低于 20 Hz 时,在

50 Hz 频率处的幅值为 0,又因为截止频率越高,响应速度越快,滤波器系数越易处理。所以,低通滤波器的截止频率设置为 20 Hz。

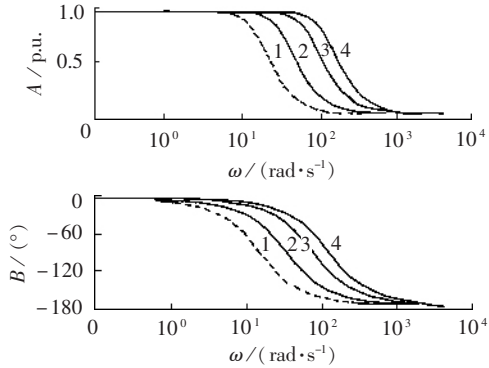


图 3 截止频率为 10 Hz,20 Hz,30 Hz,40 Hz 时的低通滤波器伯德图

Fig.3 LPF bode curves with cutoff frequencies being 10Hz,20Hz,30Hz,40Hz

3 单周期复位积分谐波电流计算

由检测方法获得的电压同步信号为单位正弦函数,可设为

$$u(t) = \sin(\omega_1 t) \tag{12}$$

以 $u(t)$ 为参考,则负荷电流可表达为

$$i_L(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega_n t + \theta_n) \tag{13}$$

对式(12)(13)的乘积进行单周期积分,周期信号由 $u(t)$ 提供,则可得:

$$\begin{aligned} \int_t^{t+T} u(t) i_L(t) dt &= \int_t^{t+T} A_0 \sin(\omega_1 t) + \frac{A_1}{2} \cos \theta_1 - \\ &\frac{A_1}{2} \cos(2\omega_1 t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega_n t + \\ &\theta_n) \sin(\omega_1 t) dt = \frac{A_1}{2} \cos \theta_1 \end{aligned} \tag{14}$$

由式(14)可获得符合电流有功分量的幅值,则负荷电流有功分量为

$$i_p(t) = A_1 \cos \theta_1 \sin(\omega_1 t) \tag{15}$$

$$i_q(t) = i_L(t) - i_p(t) \tag{16}$$

由式(16)就可以计算出负荷电流中的无功与谐波分量。

图 4 为单相并联有源滤波器指令电流生成方法框图。

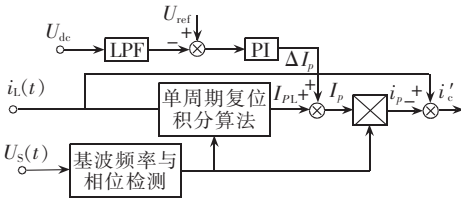


图 4 有源滤波器指令电流生成方法框图

Fig.4 APF command current generation method

为了维持直流侧电压在设定值附近,增加了电压控制环。首先,通过低通滤波器得到直流侧电压平均值,再通过 PI 控制,得到控制信号 ΔI_p 。该信号与经过单周期复位积分算法得到的信号 I_{pL} 相加构成电源电流提供的有功电流幅值,再与基波频率与相位检测环节得到的电压正弦信号相乘得到有功电流瞬时值。该瞬时值与负载电流的差值构成了有源滤波器输出指令电流 i_c' 。

采用周期复位积分法获得有功电流幅值,有 1 个周期的延时。但是,该方法是通过求得有功分量,然后从负载电流中减去有功分量而获得谐波与无功电流的。当负载电流变化的 1 个周期中, $i_q(t)$ 中不但包含无功和谐波电流,还包含部分有功分量,当有源滤波器补偿电流 $i_q(t)$ 时,输出的有功能量由直流侧电容提供^[10],谐波仍然能被补偿掉,该方法对谐波的补偿响应仍然是瞬时的。

4 仿真分析

4.1 锁相环仿真结果

为验证所提方法,采用 Matlab 软件对新型检测方法进行了仿真。仿真中离散采样频率为 10 kHz。仿真测试了在输入信号的相位突变和相位频率同时突变 2 种情况下,检测方法的跟踪效果。输入信号 $f(t)$ 除基波分量 $s(t)$ 外还含有 20% 的 3 次谐波分量及 10% 的噪声分量。图 5 中显示了输入信号 $f(t)$ 相位突变时检测方法的跟踪暂态过程, $f(t)$ 在 1 s 时刻的基波分量 $s(t)$ 突然发生约 $\pi/4$ 的相移,检测环节输出信号 $P(t)$ 约在 18 ms 后跟踪上输入信号的变化, $P(t)$ 波形畸变率低于 10^{-4} 。

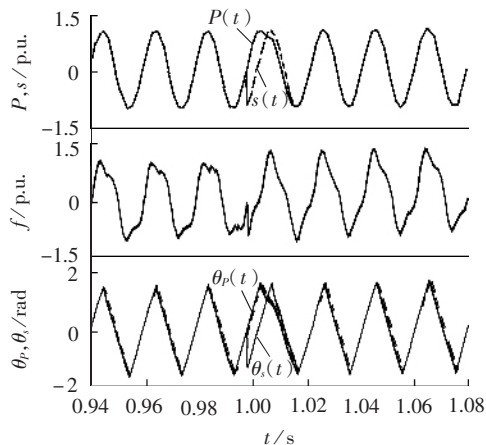


图 5 频率与相位检测跟踪波形

Fig.5 Output waveforms of frequency and phase detection

图 6 中,在 1 s 时刻输入信号 $f(t)$ 中的基波分量 $s(t)$ 的频率由 50 Hz 突变为 51 Hz,同时还产生约 $\pi/6$ 的相移。检测环节在 20 ms 内跟踪上输入信号的变化,暂态过程结束后,检测环节输出信号 $P(t)$ 的频率和相位与信号 $s(t)$ 均保持一致。

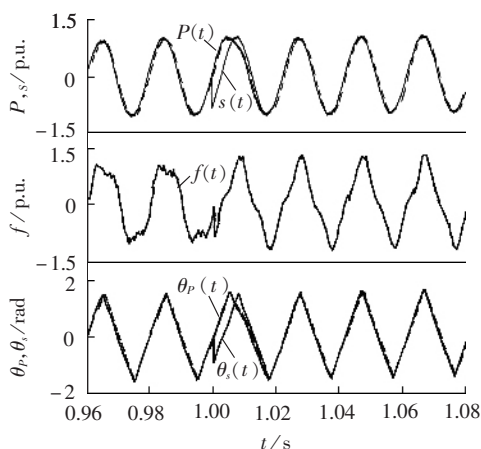


图 6 频率与相位检测跟踪波形

Fig.6 Output waveforms of frequency and phase detection

4.2 有源滤波器仿真

针对前面推导的方法和结论,采用 PSCAD/EMTDC 软件对所设计的单相并联有源滤波器进行了仿真。非线性负荷为晶闸管反并联控制的感性负载,图 7 为负荷电流波形。图 8 是计算得到的有功电流波形。图 9 是计算得到的谐波电流波形。从图中可见负荷电流变化时,所计算得到的有功电流分量滞后约 1 个周期。

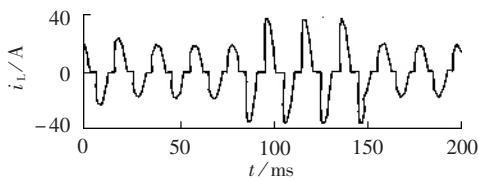


图 7 负荷电流 $i_L(t)$ 波形

Fig.7 Waveform of load current $i_L(t)$

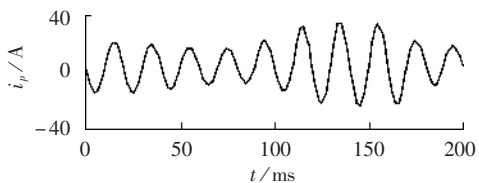


图 8 计算得到的有功电流 i_p 波形

Fig.8 Waveform of calculated active power current

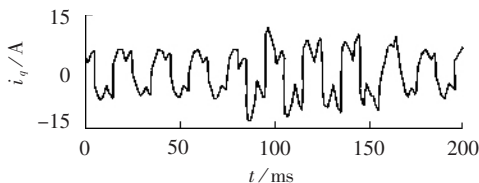


图 9 计算出的谐波电流 i_q 波形

Fig.9 Waveform of calculated harmonic current

5 实验结果

基于所提出的方法,课题组开发了 10 kV·A/220 V 单相电力有源滤波器。主开关元件采用了 SKM200 GB128DA IGBT,开关频率为 10 kHz。软件锁相环采用 16 位定点 TMS320C2407 DSP 实现。由于低通滤

波器中参数的精度要求较高,同时锁相环要求软件程序运行速度很快,所以程序采用 32 位的定点计算,和三角函数查表法。图 10 为实验系统结构,非线性负荷为二极管全桥整流负载。电容 $C=8\,200\,\mu\text{F}$, $R_1=R_2=15\,\Omega$,由开关 S_2 控制电阻 R_2 的投切,从而实现负荷的突变。由于线路电感的影响导致线路电压发生畸变,投切开关 S_2 还将导致电压基波分量相位发生改变。图 11 显示了新型检测方法的工作情况,图 12 为输入信号突变时检测环节的暂态过程(图中 u 为电源电压信号, u_0 为检测到的基波信号)。可见,当系统电压发生相位突变后,检测环节在小于 20 ms 的时间内可迅速跟踪上信号的变化,且输出为很好的正弦波形。图 13 是采用计算机记录的有源滤波器补偿过程。

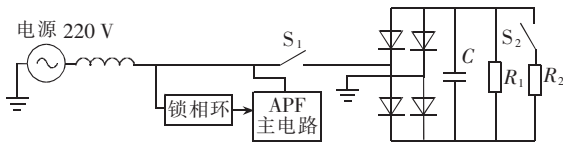


图 10 锁相环实验测试系统
Fig.10 Test system for PLL experiment

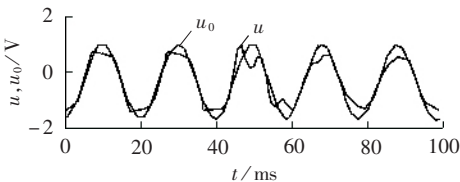


图 11 检测方法实验输出波形
Fig.11 Output waveforms of detection experiment

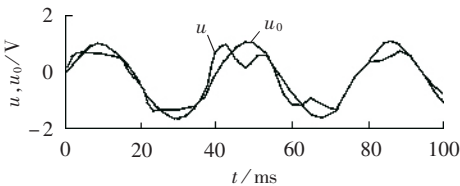


图 12 检测方法暂态响应过程
Fig.12 Transient response of new detection method

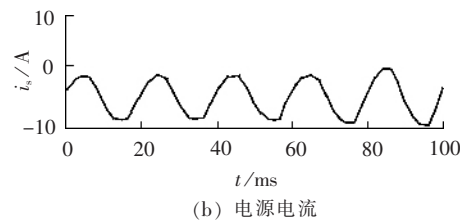
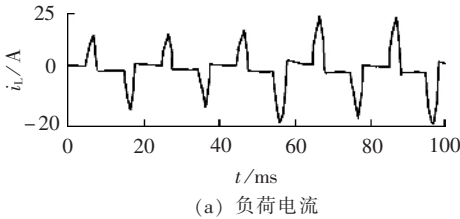


图 13 负荷电流 i_L 和有源滤波器
补偿后的电源电流 i_s
Fig.13 Load current i_L and source
current i_s after compensation

该图显示当负荷电流突变后,电源电流中的谐波成分被迅速补偿,电源电流经过约 30 ms 的时间平滑地过渡到稳态。

图 14,15 对负荷电流和电源电流进行了 FFT 分析,表明电源电流畸变率(THD)下降到 3 % 以下,功率因数提高到 97 % 以上。该实验结果与仿真结果相符。

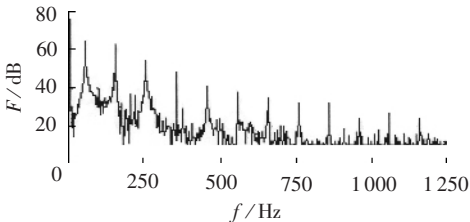


图 14 负荷电流 FFT 分析
Fig.14 FFT analysis of load current

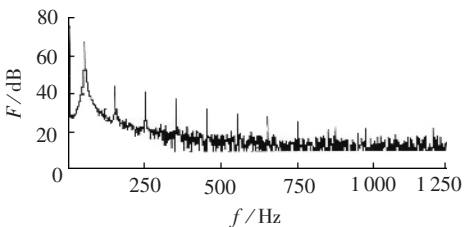


图 15 电源电流 FFT 分析
Fig.15 FFT analysis of source current

6 结语

本文提出了一种新型基波频率和相位检测方法。该检测方法在 1 个采样周期内分别校正输入信号与标准信号的频率误差和相移误差,从而获得输入信号中基波分量的实时相位。基于基波检测方法,采用单周期复位积分算法可方便地计算出负荷电流谐波与无功分量,从而为有源滤波器的输出提供参考值。采用 TMS320C2407 DSP 实现了新型基波频率和相位检测方法,并研制了 10 kV·A / 220 V 单相并联有源滤波器样机。

仿真与试验结果表明,所提出的基波频率和相位检测方法能够不受谐波影响,响应速度小于 20 ms。研制的单相并联有源滤波器工作稳定,补偿后电流畸变率低于 5 %,功率因数大于 97 %。

参考文献:

[1] 庞浩, 俎云霄, 李东霞, 等. 基于 Hilbert 移相滤波器的全数字锁相环[J]. 电网技术, 2003, 27(11): 55-59.
PANG Hao, ZU Yun-xiao, LI Dong-xia, et al. An all digital phase-locked loop based on Hilbert filtering[J]. Power System Technology, 2003, 27(11): 55-59.
[2] DJOKIE B, SO E. Phase measurement of distorted periodic signals based on nonsynchronous digital filtering [J]. IEEE Trans. on Instrum. Meas., 2001, 50(4): 864-867.

- [3] 何一,张亚妮,葛临东. 一种基于DSP的软件锁相环模型与实现[J]. 现代电子技术,2003(8):19-21.
HE Yi,ZHANG Ya-ni,GE Lin-dong. One model and implementation of software phase-locked loop based on DSP[J]. **Modern Electronic Technique**,2003(8):19-21.
- [4] 王福昌,鲁昆生. 锁相技术[M]. 武汉:华中科技大学出版社,1997.
- [5] BERTOCCO M,FLAMMINI A. Robust and accurate real-time estimation of sensors signal parameters by a DSP approach[J]. **IEEE Trans. on Instrum. Meas.**,2000,49(3):685-689.
- [6] 庞浩,俎云霄,王赞基. 一种新型的全数字锁相环[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):37-41.
PANG Hao,ZU Yun-xiao,WANG Zan-ji. A new design of all digital phase-locked loop[J]. **Proceedings of the CSEE**,2003,23(2):37-41.
- [7] 周卫平,吴国正,夏立. 基波相位和频率的高精度检测及在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报,2004,24(4):91-96.
ZHOU Wei-ping,WU Guo-zheng,XIA Li. Harmonic and reactive current detection in APF based on accuracy high-accuracy phase and frequency detection[J]. **Proceedings of the CSEE**,2004,24(4):91-96.
- [8] 戴瑜兴,张义兵,陈际达. 检测单相系统谐波电流和无功电流的一种新方法[J]. 电工技术学报,2004,19(2):94-97.
DAI Yu-xing,ZHANG Yi-bing,CHEN Ji-da. A novel detection approach to harmonic and reactive currents of a single-phase system[J]. **Transactions of China Electrotechnical Society**,2004,19(2):94-97.
- [9] 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):22-26.

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]. **Transactions of China Electrotechnical Society**,1999,14(5):22-26.

- [10] 戴朝波,林海雪,雷林绪. 单相并联型电力有源滤波器的仿真分析[J]. 电网技术,2001,25(8):28-32.
DAI Chao-bo,LIN Hai-xue,LEI Lin-xu. Simulation and analysis of single phase shunt active power filter[J]. **Power System Technology**,2001,25(8):28-32.
- [11] 肖飞,马伟明,李玉梅,等. 并联有源滤波器在谐波检测中的相位控制[J]. 电力系统自动化,2002,26(3):36-40.
XIAO Fei,MA Wei-ming,Li Yu-mei,et al. Researches on phase control of harmonic detection with shunt active power filter[J]. **Automation of Electric Power Systems**,2002,26(3):36-40.

(责任编辑:柏英武)

作者简介:

纪飞峰(1978-),男,江苏镇江人,博士研究生,研究方向为电力系统无功功率与谐波电流的补偿技术(E-mail:jff817@sjtu.edu.cn);

Mansoor(1966-),男,巴基斯坦人,副教授,主要研究方向为电力电子技术,包括PFC,APF等;

解大(1969-),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,主要研究方向为电力系统分析、灵活交流输电等;

周荔丹(1973-),女,湖南湘潭人,博士研究生,研究方向为电力系统无功功率与谐波电流补偿控制技术;

姚刚(1977-),男,江苏镇江人,博士研究生,研究方向为电力系统无功功率与谐波电流补偿控制技术;

陈陈(1938-),女,上海人,教授,博士研究生导师,从事电力系统运行与控制方面的研究。

Single-phase shunt active power filter based on novel detection method

JI Fei-feng,Mansoor,XIE Da,ZHOU Li-dan,YAO Gang,CHEN Chen
(Shanghai Jiaotong University,Shanghai 200030,China)

Abstract: A single-phase shunt APF(Active Power Filter) is proposed,which works out the harmonic current using single-cycle reset integration based on new fundamental frequency and phase detection method. The input signal is changed into digital signal by A/D conversion,and then adjusted by frequency correction link and phase correction link to obtain a unit sine wave with same frequency and phase as the fundament component of input signal. Thus the fundament component of input signal is traced. The proposed method without closed-loop corrections improves the tracing speed of detection and leads the transient response time less than 20 ms. Using one cycle reset integration,the magnitude of the fundament component is then obtained. Hence the harmonic component of current can be easily obtained. Simulation and experiment prove it corrective and effective.

This project is supported by Doctoral Program Funds of MOE in China(20030248043).

Key words: phase; frequency; synchronous signal; active filter