

单相系统瞬时谐波及无功电流检测方法研究

针对单相系统的谐波和无功电流的检测,给出了一种实时谐波电流和无功电流检测方法,可根据需要检测出谐波电流、无功电流以及两者之和。利用三角函数的相关特性进行计算可以获得负载电流中有功电流和无功电流的幅值,再利用低通滤波器就可以提取出该直流分量,即可得到需要的有功分量和无功分量。主要分析了两种低通滤波器的特性,并选择了性能优越的滑动均值滤波器进行了实验研究。给出了实验软硬件设计的过程,该算法在单相系统应用中具有硬件电路简单、实时响应快和检测准确度高等优点。实验验证了该方法的可行性和有效性。

邵贺锋/中国建筑西南设计研究院有限公司
全惠敏/湖南大学电气与信息工程学院

0 引言

目前三相系统已经有比较成熟的谐波检测方法,即基于瞬时无功功率的谐波检测方法^[1-2]。对单相电路的谐波检测研究较少,虽然也有一些方法,但都存在各种问题。例如基于快速傅里叶分析的采样数字计算方法,其因为采样计算耗时,难以满足实时性的要求。基于定积分运算的积分分离法,虽然能得到较好的效果,但积分器的构造难度太大。将三相瞬时无功功率理论的方法应用到单相系统,需要构造另外两相电压,对畸变电流要进行90°相移,算法复杂度明显提高,不易于实际应用^[3-5],所以对于单相系统没有成熟统一的检测方法。

本文给出了一种单相系统谐波电流和无功电流的检测方法。文中着重分析了两种低通滤波器的性能,通过实验成功提取出了单相系统谐波电流和无功电流。该方法实现简单,响应快,易于应用于工程实践。本文基于TI的微控制器

TMS320LF2407A搭建了硬件平台,实现谐波电流的检测,仿真研究和实验结果验证了该方法的可行性。

1 单相电路谐波检测算法原理

三相电路瞬时无功功率理论其实是把检测到的瞬时电流、电压等信号进行线性变化,再相乘通过低通滤波器滤出其直流分量,从而得到谐波电流和无功电流。将此方法推广到单相电路也可以得到瞬时谐波电流和无功电流。

实际中,电网电压畸变很小,所以假定电网电压为

$$U_s(t) = \sqrt{2}U_m \sin \omega t \quad (1)$$

非线性负载电流 $i_s(t)$ 一般可以分解为

$$i_s(t) = i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (2)$$

式中, $i_p(t)$ 为瞬时基波有功电流; $i_q(t)$ 为瞬时基波无功电流; $i_h(t)$ 为瞬时谐波电流。

非线性负载电流可以通过傅里叶级数进一步表达为

$$i_s(t) = I_p \sin \omega t + I_q \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin (n\omega t + \varphi_n) \quad (3)$$

只要求得基波无功电流和有功电流就可以算出瞬时谐波电流。

将式(3)两边同乘以 $2\sin \omega t$,则有

$$\begin{aligned} 2i_s(t)\sin \omega t &= 2I_p \sin^2 \omega t + 2I_q \sin \omega t \cos \omega t + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} 2I_n \sin \omega t \sin (n\omega t + \varphi_n) \\ &= I_p - I_p \cos 2\omega t + I_q \sin 2\omega t + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} I_n \{-\cos [(n+1)\omega t + \varphi_n] + \\ &\cos [(n-1)\omega t + \varphi_n]\} \end{aligned} \quad (4)$$



邵贺锋/助理工程师

关键词/Keywords

单相系统·
谐波电流·
低通滤波器·
滑动均值滤波器·

可见,式(4)最终结果主要由直流分量和交流分量组成,其中交流分量的最低频率是 ω ,直流分量的大小正好是基波有功电流的幅值,可以用一个低通滤波器滤出该直流分量,然后乘以 $\sin \omega t$ 就可以得到基波瞬时有功电流 $i_p(t)$ 。

同理,给式(3)两端同乘以 $2\cos \omega t$,可得

$$\begin{aligned} 2i_s(t)\cos \omega t &= 2I_p \sin \omega t \cos \omega t + 2I_q \cos^2 \omega t + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} 2I_n \cos \omega t \sin (n\omega t + \varphi_n) \\ &= I_q + I_p \sin 2\omega t + I_q \cos 2\omega t + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} I_n \{ \sin [(n+1)\omega t + \varphi_n] + \\ &\sin [(n-1)\omega t + \varphi_n] \} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中所含的分量跟式(4)相同,可以用同样的低通滤波器滤出直流分量,再乘以 $\cos \omega t$ 便可以得到瞬时无功电流 $i_q(t)$ 。

将得到的 $i_p(t)$ 、 $i_q(t)$ 代入式(2)就可以得到瞬时谐波电流 $i_h(t)$ 。同时,单独将 $i_p(t)$ 代入式(3)可以得到 $i_q(t)$ 与 $i_h(t)$ 之和,即可求得瞬时无功电流与谐波电流之和。该算法实现的过程可以用图1所示框图进行表示。从图1中可以看出,若要同时补偿谐波电流和无功电流,只需计算出瞬时有功电流,用负载电流减去瞬时有功电流即可得到瞬时无功电流和谐波电流之和,实现起来更简单。

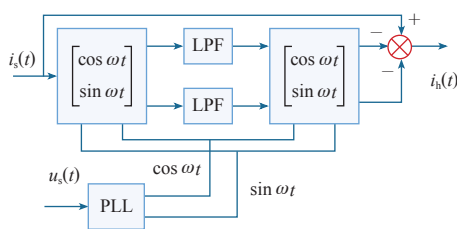


图1 谐波无功电流检测流程

图1中PLL是锁相环,用来产生与电网电压同步的标准正弦和余弦信号。如果电网电压没有畸变发生,也可以省去此环节。

2 数字低通滤波器

从以上分析可见,谐波计算中要用到低通滤波器来提取直流分量,低通滤波器性能设计得好坏直接决定着谐波无功电流检测的准确性和有源

电力滤波器的动态跟踪速度,最终影响有源电力滤波器的补偿性能。有源电力滤波器的实时性要求低通滤波器截止频率尽可能低,延时小,动态响应快,易于在DSP中编程实现。而FIR滤波器的截止频率特性差,要用较高的阶数才能达到指定的设计指标,其结构比较复杂,不易于DSP实现。所以本文选择对IIR低通滤波器和滑动平均值滤波器进行研究。

2.1 IIR数字低通滤波器

IIR滤波器采用递推结构,传递函数极点在单位圆内,因此可用较低的阶数获得较高的选择性,其所用的存储单元少,经济效率比较高,易于用TMS320LF2407A定点DSP实现。选择准确度高、动态响应较快的巴特沃思数字滤波器作为IIR型低通滤波器。

截止频率的选择对低通滤波器的准确度和动态响应速度都具有很大的影响。截止频率越低,滤波准确度就越高,但动态响应也变慢;截止频率越高,其动态响应变快,但是滤波准确度将会降低。由于本文是从电网中获得直流分量,故取截止频率为20 Hz。

滤波器的阶数也同样影响其性能。阶数越低,响应速度越快,但其准确度越差;阶数越高,滤波准确度也越高,但其响应速度将变慢,而且阶数过高也不易于实际实现。本文对一阶和二阶都进行了仿真研究,结果见2.3节。

2.2 滑动均值滤波器

从物理概念出发,所谓直流分量其实就是一个周期的平均值,所以针对本文要求引入基于滑动平均的低通滤波器^[6]。

由于非线性负载是单相整流负载,故可以取一个电网周期作为计算宽度,计算中如果取的周期越长,则滤波效果越好,但所引起延迟也相对就大。所以需要在滤波效果和延迟时间上取得一个较好的值作为计算周期。

在连续域下,滑动均值滤波可以写为

$$\text{aver} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(t) dt \quad (6)$$

其在连续情况下可用如图2所示的框图来实现。

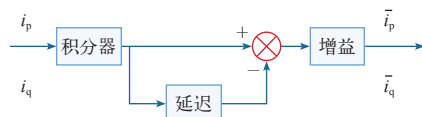


图2 连续域下的滑动均值滤波

其在离散情况下其实就是求一个序列数的运动平均值，取采样宽度为 T ，对应的采样次数为 N ，即对第一个周期的采样数求和取平均值，然后不断更新，并且保存当前的数据，同时去掉最旧的那个数据^[7]。该过程具体用算式可以表示为

$$\bar{x}(l) = \frac{1}{N} [N\bar{x}(l-1) - x(l-N) + x(l)] \quad (7)$$

2.3 仿真结果

在Matlab/Simulink中搭建滑动均值滤波器仿真模型如图3所示，利用Digital Filter Design tool工具分别设计了一阶和二阶IIR型巴特沃思低通滤波器，选择采样频率12.8 kHz，截止频率为20 Hz。采用具有3次谐波、5次谐波和直流分量的信号 $U(t) = 10\sin 3\omega t + 10\sin 5\omega t + 100$ 作为谐波源信号，分别用滑动均值滤波器、一阶IIR和二阶IIR巴特沃思滤波器进行滤波，结果如图4、图5所示。

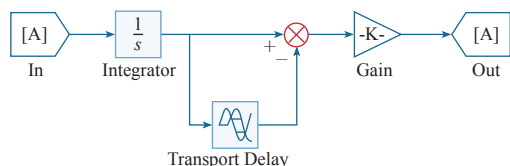


图3 滑动均值滤波算法仿真模块

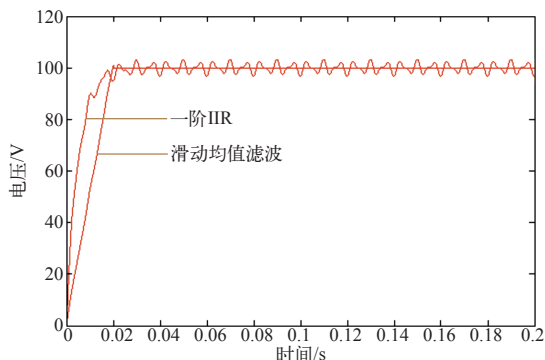


图4 一阶IIR与滑动均值滤波

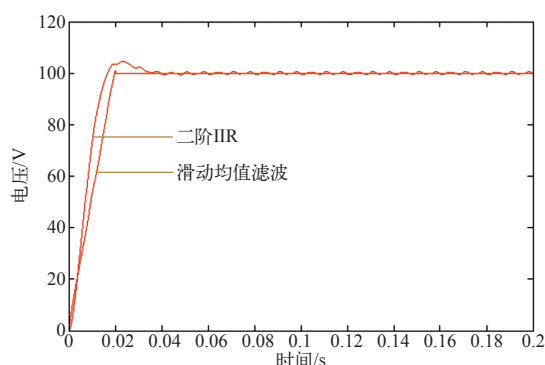


图5 二阶IIR与滑动均值滤波

对比仿真结果，从图4中可以发现基于滑动均值的滤波器要比一阶IIR型巴特沃思滤波器准确度高很多。从图5中可以看出，二阶IIR型低通滤波器比一阶IIR型低通滤波器提高了滤波准确度，但同时也降低了动态响应速度，二阶IIR低通滤波器需要两个电网周期才能达到稳定。与滑动均值滤波器相比，二阶IIR型低通滤波器的准确度也略差，速度则更慢。对比图4和图5发现，一阶IIR动态响应速度快，但准确度高，二阶IIR准确度高，响应速度慢。无论一阶IIR还是二阶IIR，效果都没有滑动均值滤波器的效果好。而且在离散情况下，滑动均值滤波器采用的加法运算可以更节省运算时间，提高了效率，易于在TMS320LF2407A定点DSP上实现。

3 实验研究及结果

实验中首先基于TI公司的DSP芯片TMS320LF2407A制作了单相并联型有源滤波器的系统控制核心板。TMS320LF2407A是16位定点型DSP芯片^[8]。然后搭建了220 V系统的单相谐波源，整流负载参数为 $R = 110 \Omega$ ， $L = 100 \text{ mH}$ ， $C = 470 \mu\text{F}$ 。非线性负载电流由霍尔电流传感器采集后调理成0~3 V的信号后送入DSP的AD输入口。谐波检测用来计算的时钟信号是系统进行同步采样的周期信号，该周期信号的实时性与准确性决定谐波计算的准确性。该信号主要由电压过零检测电路和锁相倍频电路来获得。

3.1 电压过零检测电路

电压过零检测电路检测电网电压的过零点，

以实现数字锁相控制,其电路如图6所示。霍尔电压传感器采集的电网电压信号经过该电路后,产生一个与电网电压同频率的方波信号输入DSP的XINT1和锁相环输入端。由于电网电压不是纯正弦波,所以前置电路加入了由 U_{1A} 、 R_{15} 、 R_{16} 、 C_{19} 和 C_{20} 组成的二阶低通滤波器,该低通滤波器可以滤除电网中的高次谐波,但又会带来相位滞后。为了弥补二阶低通滤波器带来的相位滞后,又加入由 U_{1B} 、 R_{21} 、 R_{22} 、 C_{21} 和 C_{22} 组成的二阶高通滤波器,进行相位补偿。从电路结构可以看出,该低通、高通二阶滤波器的拓扑结构完全相同,阻容对称分布,低通滤波器带来的滞后的相位正好可以被高通滤波器所抵消。经两次滤波后的输出波形已接近纯正弦波形且无相移,将该正弦信号送入电压比较器进行过零比较,产生与电网电压同频率的方波信号,该方波信号送到DSP的XINT1产生正弦表的复位信号,同时送入锁相环芯片CD4046的输入端,两个钳位二极管保证所输出的电压为 $0 \sim +3\text{ V}$ 。

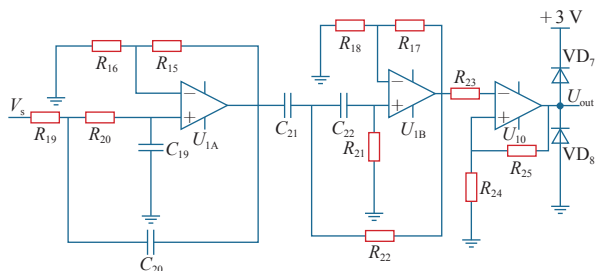


图6 电压过零检测电路

3.2 锁相环倍频电路

锁相环电路其实就是一个相位自动调节系统。其主要由相位比较器、压控振荡器和低通滤波器三部分组成。工作原理如图7所示,相位比较器的输出信号正比于过零检测产生的方波信号

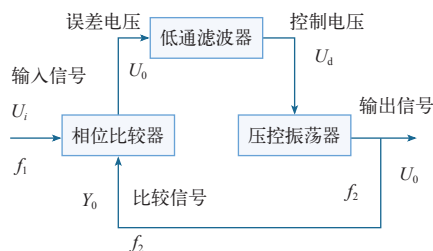


图7 锁相环电路原理

差,经过低通滤波器得到一个可以控制压控振荡器的电压信号,使输入输出信号频率差接近零的范围内变化^[9]。

本系统锁相环电路由CMOS集成芯片CD4046和12位二进制串行分频器CD4040构成,图8为锁相环具体电路。过零检测的方波信号从14脚输入,经放大整形后与压控振荡器输出过分频器分频的信号在相位比较器内进行比较,相位比较器输出的误差信号经低通滤波器滤波后,来控制压控振荡器的频率,使压控振荡器输出的分频后的频率向被测频率靠近,通过调节电阻 R_2 来实现环路的锁定^[10]。本系统中,设计为128倍频,即压控振荡器的输出频率正好是被测信号的128倍。环路中心频率由 C_1 、 R_1 及 R_2 决定, C_2 、 R_3 构成低通滤波电路。压控振荡器输出的128倍频方波信号作为DSP外部中断2的输入信号,来触发系统的AD采样。

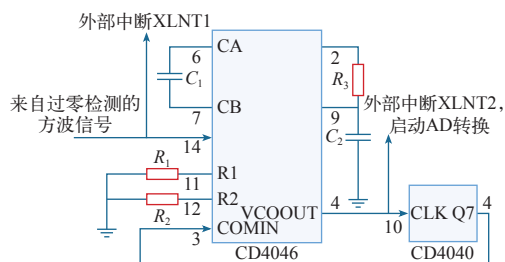


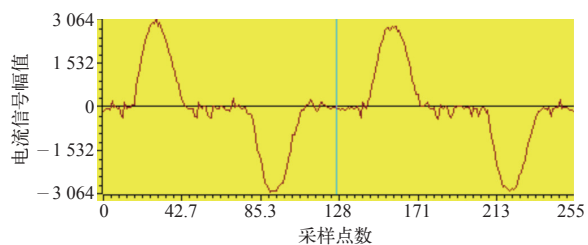
图8 锁相环倍频电路

3.3 实验结果

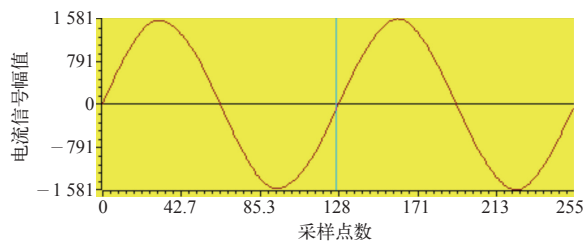
系统基于CCS3.3的编译环境,用C语言编程。程序主要包括系统初始化,AD采样,正弦表指针复位,谐波无功电流计算,滑动均值滤波器设计等。

TMS320LF2407A是定点型DSP,不支持浮点运算,在进行计算时采用Q格式进行定标,计算中最大值不超过4,选择 Q_{13} 格式进行定标。用128倍频的方波信号来触发AD采样,即一个周期采样128个点,运行时间为 $156.25\ \mu\text{s}$ 。实验发现该算法具有很好的实时响应性。

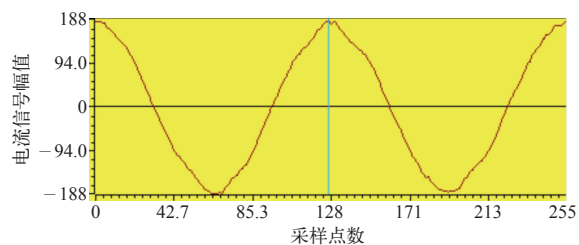
运行程序,利用CCS的图形显示功能观察结果,得到的负载电流、基波有功电流、基波无功电流和谐波电流分别如图9所示。图9中横坐标表示系统采样点数,纵坐标表示 Q_{13} 格式下的电流信



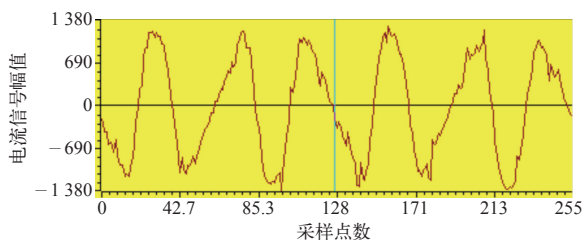
(a) 非线性负载电流



(b) 基波有功电流



(c) 基波无功电流



(d) 负载谐波电流

图9 实验波形

号的幅值。

4 结束语

本文根据三相系统的谐波检测方法，将其引用到单相系统，成功实现了单相系统谐波无功电流的提取。搭建了基于TMS320LF2407A的实验平台，实验结果证明了该方法的有效性和可行性。同时对谐波提取中低通滤波器的选择进行了仿真研究，通过对比，在实验中选择了性能优越的滑

动均值滤波器。滑动均值滤波器较传统IIR型巴特沃斯低通滤波器更易于在TMS320LF2407A定点DSP中实现，为后续系统的逆变补偿控制赢得了时间，保证了系统的实时性。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 12-49.
- [2] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1984, 20 (3): 625-630.
- [3] 蒋斌, 颜钢锋, 赵光宙. 单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测新方法 [J]. 电力系统自动化, 2000, 24 (21): 35-39.
- [4] 耿云玲, 王群. 单相电路的一种谐波和无功电流实时检测方法 [J]. 国防科技大学学报, 2000, 22 (4): 111-115.
- [5] 陆秀令, 张松华, 曹才开, 等. 单相电路谐波及无功电流新型检测方法 [J]. 高电压技术, 2007, 33 (2): 163-166.
- [6] 赵阳, 徐朝阳, 吴思敏, 等. SDFT算法在单相并联有源电力滤波器中的应用 [J]. 电力电子技术, 2013, 47 (2): 101-103.
- [7] 郭帅. 三相三线并联型有源电力滤波器的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2012.
- [8] 刘和平. DSP原理及电机控制应用—基于TMS320LF240x系列 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.
- [9] 孟珏遐, 周子冠, 李光辉, 等. 基于 i_p-i_q 方法的畸变电流检测及其实现 [J]. 电网技术, 2012, 36 (5): 125-131.
- [10] 张旭, 黄细霞, 孔祥品, 等. 锁相倍频电路在电压信号DSP数据采集中的应用 [J]. 电源学报, 2012 (5): 32-36.

(收稿日期: 2015-11-19) **EA**