

文章编号 :1001-2486(2000)04-0111-05

单相电路的一种谐波和无功电流实时检测方法*

耿云玲,王 群

(国防科技大学炮兵学院,湖南 长沙 410073)

摘要 提出了一种新的单相电路的谐波和无功电流实时检测方法。它利用三角函数的有关特性,对畸变电流中的基波有功和无功电流分量的振幅分别进行计算,然后通过低通滤波器把它们分离出来,最后得到基波有功和无功电流分量。该方法电路结构简单、动态响应速度快、检测精度高,既可得到单独检测出畸变电流中的任何电流分量,又能得出谐波和无功电流之和。仿真和实验研究证实了方法的有效性和可行性。

关键词 畸变电流;谐波和无功电流;低通滤波器;检测方法

中图分类号:TM46 文献标识码:A

Real Time Detection Approach of Harmonic and Reactive Currents for Single-Phase Circuit

GENG Yun - ling, WANG Qun

(Artillery Academy, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410112, China)

Abstract A new approach to real time detection of harmonic and reactive currents for single - phase circuit was proposed. It makes use of some characteristics of triangle functions, and calculates the amplitudes of the fundamental active and the reactive current components in distorted current. Then it separates them from the ac components by low - pass filters. Finally, the fundamental active and the reactive current components were obtained. The circuit configuration of the proposed approach is simple, its dynamic response speed is fast, and its detection precision is high. It can detect any current component in distorted current or the sum of the harmonic and the reactive currents. The simulation and the experimental studies illustrate the performance of the proposed approach.

Key words distorted current; harmonic and reactive currents; low-pass filter; detection method

有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)所采用的谐波和无功电流检测方法非常重要,关系到最终的谐波补偿效果,因此,应重视对它的研究。

对三相电路来说,已经有了得到公认的谐波和无功电流检测方法,即基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法^[1-3]。并且它已经在三相 APF 中获得了成功的应用。但对单相电路,尽管有许多谐波检测方法,但都存在一些问题。比如采用固定频率滤波器的直接滤波法,存在较为严重的相移和频率漂移问题,且无法直接分离出畸变电流中的基波有功分量^[4]。基于 FFT 的采样数字计算方法,由于需要一定的采样计算时间,造成检测速度慢、实时性差^[5],无法满足实际要求。采用定积分运算的积分分离方法,尽管检测效果好一些,但很难构造所需要的积分器^[6]。基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波检测方法可以推广到单相电路^[5,7],但由于要先构造三相电路并要对畸变电流进行 90°相移,所以实时性较差、电路结构复杂,不便于实现。基于神经元的自适应谐波电流检测方法^[8],虽然电路结构简单、动态响应速度快、检测精度高,但它不是一种常规的方法,实际应用还需做进一步深入研究。鉴于此现状,有必要找到一种电路结构简单、容易实现、实时性好的单相电路的谐波检测方法。为此目的,本文提出了一种新的单相电路的谐波和无功电流实时检测方法。

1 方法的基本理论

设电源电压是一个纯正弦波形,它表示为

$$u_s(t) = U_{sm} \sin \omega t = U_{sm} \sin 2\pi f t \quad (1)$$

* 收稿日期:2000-01-18
基金项目:国家自然科学基金资助重点项目(59737140)
作者简介:耿云玲(1962-),女,副教授,硕士。

其中: U_{sm} 是电源电压的振幅, f 是电源频率。 $f = 50\text{Hz}$ 。 从频域的观点, 通过 Fouries 级数, 非正弦畸变电流 i_D 可以被表示为

$$i_D(t) = I_{1m}\sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}\sin(n\omega t + \varphi_n) = i_1(t) + i_h(t) \tag{2}$$

式中: i_1 是基波电流分量, 而 i_h 是由所有高次谐波分量组成的谐波电流分量; φ_1 为 u_s 和 i_1 之间的相位差, φ_n 是 u_s 和各谐波电流之间的相位差。 如果使 APF 只补偿谐波, 那么其检测电路检测出 i_h 即可。

进一步可把 i_1 分解成两项, 即

$$i_1(t) = I_1\cos\theta_1\sin\omega t + I_1\sin\theta_1\cos\omega t = I_{1pm}\sin\omega t + I_{1qm}\cos\omega t = i_{1p}(t) + i_{1q}(t) \tag{3}$$

这里, i_{1p} 是与 u_s 同相位的基波有功电流分量, i_{1q} 是与 u_s 正交的基波无功电流分量。 所以, 式(2)又可以表示为

$$i_D(t) = I_{1pm}\sin\omega t + I_{1qm}\cos\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}\sin(n\omega t + \varphi_n) = i_{1p}(t) + i_{1q}(t) + i_h(t) \tag{4}$$

如果使 APF 只补偿基波无功, 其检测电路检测出 i_{1q} 即可。 如果使 APF 同时补偿 i_{1q} 和 i_h , 其检测电路就应该检测出 i_{1q} 和 i_h 之和。

2 方法的实现

基于瞬时无功功率理论的三相谐波电流检测方法, 关键的一步是通过正弦信号 $\sin\omega t$ 和余弦信号 $\cos\omega t$ 把经过 3-2 坐标变换后的畸变电流分解为直流和交流分量, 然后再用低通滤波器把它们分离开来^[1-3]。 受此启发, 我们也可以在单相电路中对畸变电流进行类似的运算。

给式(4)两端分别乘 $2\sin\omega t$, 同时利用三角函数的有关特性得

$$\begin{aligned} 2i_D(t)\sin\omega t &= 2I_{1pm}\sin^2\omega t + 2I_{1qm}\cos\omega t\sin\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} 2I_{nm}\sin(n\omega t + \varphi_n)\sin\omega t \\ &= I_{1pm} - I_{1pm}\cos2\omega t + I_{1qm}\sin2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}\{-\cos[(n+1)\omega t + \varphi_n] + \cos[(n-1)\omega t + \varphi_n]\} \end{aligned} \tag{5}$$

显然, 式中最后一项含有的最低频率为 ω , 所以式(5)实际上是由直流分量和交流分量两部分组成, 而直流分量正是 I_{1pm} 。 通过一个低通滤波器(LPF)就能把它分离出来, 再与 $\sin\omega t$ 相乘, 就能得到 i_{1p} 。

同理, 给式(4)两端分别乘 $2\cos\omega t$, 同时利用三角函数的有关特性, 可得

$$\begin{aligned} 2i_D(t)\cos\omega t &= 2I_{1pm}\sin\omega t\cos\omega t + 2I_{1qm}\cos^2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} 2I_{nm}\sin(n\omega t + \varphi_n)\cos\omega t \\ &= I_{1qm} + I_{1pm}\sin2\omega t + I_{1qm}\cos2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}\{\sin[(n+1)\omega t + \varphi_n] + \sin[(n-1)\omega t + \varphi_n]\} \end{aligned} \tag{6}$$

式(6)含有的频率成分与式(5)一样, 也是由直流分量和交流分量两部分组成, 而直流分量正是 I_{1qm} 。 通过一个 LPF 也能把它分离出来, 再与 $\cos\omega t$ 相乘, 得到的就是 i_{1q} 。

在 i_{1p} 和 i_{1q} 得到后, 代入式(3)就能得 i_1 。 利用式(2)就能得到 i_h , 而利用式(4)即可获得 $i_{1q} + i_h$ 等电流分量。

根据上面的运算过程, 就得到一种单相电路的谐波和无功电流检测方法。 其电路构成如图1所示。 其中, PLL 是锁相环电路, 它产生与 u_s 同步的标准正弦和余弦信号^[2,3]。 如果 u_s 是没有畸变的正弦波, 那么也可省去 PLL。 此时直接通过一个比例放大器得到 $\sin\omega t$, 然后再由一个 90° 相移电路获得 $\cos\omega t$ 。 电路的输入信号可以是要检测的任何畸变电流。 对 APF 来说, 视采用的控制方式^[7], 它可以是负载电流、电源电流或负载电流和电源电流

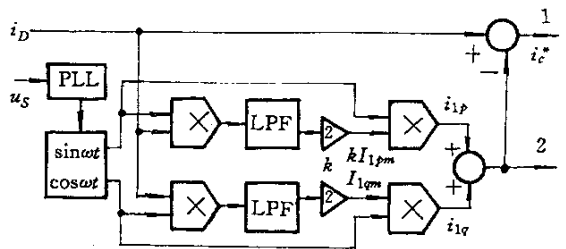


图1 谐波和无功电流检测电路

Fig.1 Detecting circuit for harmonic and reactive curren

任何畸变电流。 对 APF 来说, 视采用的控制方式^[7], 它可以是负载电流、电源电流或负载电流和电源电流

的组合。图 1 电路的输出电流为 i_c^* ,APF 采用该电路时 i_c^* 用作其谐波电流补偿时的参考信号。

3 特性分析

图 1 表明,所提出单相电路的谐波和无功电流检测方法,其电路结构很简单。因为除一个 PLL 外,它只需要 4 个乘法器、两个加(减)法器和两个 LPF。比起基于瞬时无功功率理论的、从三相谐波检测方法推广得到的单相电路谐波和无功电流检测方法^[7],电路结构要简单得多,实现也要容易得多。由于所用元件类型与它完全一样,因此所提出的谐波和无功电流检测方法也是一种实时检测方法。

图 1 电路可以检测出 i_D 中的任何一个分量。一般情况下,从电路的输出端 2 检测出的是 i_1 ,此时输出端 1 得到的是 i_h 。断开 i_{1q} 支路,在输出端 2 能检测出 i_{1p} ,此时输出端 1 得到的是 i_{1q} 和 i_h 之和。如果断开 i_{1p} 支路,在输出端 2 能检测出 i_{1q} 。根据这一特点,APF 采用本文的单相电路谐波和无功电流检测方法,既可以单独补偿谐波或基波无功,也可以同时补偿谐波和无功两部分。

一般说来,固定频率滤波器存在相移和由于元件参数变化引起的频率漂移问题。由于采用它时必须直接根据电源频率来设计,所以最后的谐波检测效果较差。本文提出的电路中,尽管也有固定频率的 LPF,但由于它目的是要分离出一个直流分量,因此设计时只要选择远离电源频率的 LPF 截止频率,电路性能就基本不会受 LPF 的相移影响,也不会受 LPF 参数变化所引起的频率漂移的影响。

如果电源电压有畸变,那么它将包含除基波分量之外的其它谐波分量。此时在图 1 电路中,通过 PLL 及正余弦信号发生电路得到的正余弦信号应由 u_s 的基波分量确定, i_{1p} 是与 u_s 的基波分量同相,而 i_{1q} 是与 u_s 的基波分量正交。这样,从式(5)到(6)的计算过程不变,所以 u_s 畸变不会给检测电路带来影响。假如电源频率发生了漂移,由于正余弦信号和 i_D 中的 i_1 及各次谐波的频率也会同步发生变化,因此从式(5)到(6)的计算过程是一样的,从而不会影响图 1 电路的性能。

如果把图 1 电路中的两个 LPF 换成在一个周期中进行定积分运算的两个积分器,就能得到另一种谐波和无功电流检测电路^[6]。

4 仿真和实验研究

MATLAB^[6]是目前最流行的仿真软件工具之一,它可以进行科学计算和控制系统的仿真。本文将利用它的配套工具箱和仿真环境 SIMULINK 来研究所提出的谐波和无功电流检测方法。

在 SIMULINK 环境下,用加法、乘法、LPF、增益和正余弦函数等模块替代图 1 电路相应的各单元电路,就能形成具体的 MATLAB 仿真电路。两个 LPF 可以是 SIMULINK 所提供的任何模拟低通滤波器。仿真研究时,被检测电流 i_D 可由 SIMULINK 中的 pulse 模块组合而成。

图 2 给出了 i_D 的波形,它是在 -1A 到 $+1\text{A}$ 之间变化、周期为 0.02s 、过零值点在 u_s 的 30° 处的一个方波电流。对 i_D 进行 Fourier 分析,则可通过理论计算得出其各个分量的实际波形。它们的表达式分别为

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{4}{\pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) (\text{A}) \\ i_{1p}(t) &= \frac{4}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} \sin \omega t (\text{A}) \\ i_{1q}(t) &= -\frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \omega t (\text{A}) \end{aligned} \quad (7)$$

选 LPF 的阶数为 2 阶,截止频率 f_c 为 20Hz 。通过 SIMULINK 中的 Scope 就能显示出各电流分量的波形。为说明问题,只给出 i_D 中的 i_p 和 i_1 的仿真结果,分别如图 3(a)和(c)所示。为了便于比较,图中同时给出了理论计算得出的实际波形。对应的实际波形和检测波形之间的误差曲线分别如图 3(b)和(d)所示。可见,只要经过大约 1 个周期,检测波形就能跟踪上实际波形的变化,动态响应过程远小于 2 个

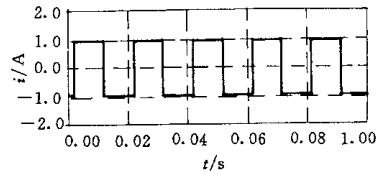


图 2 畸变电流

Fig.2 Distortion current

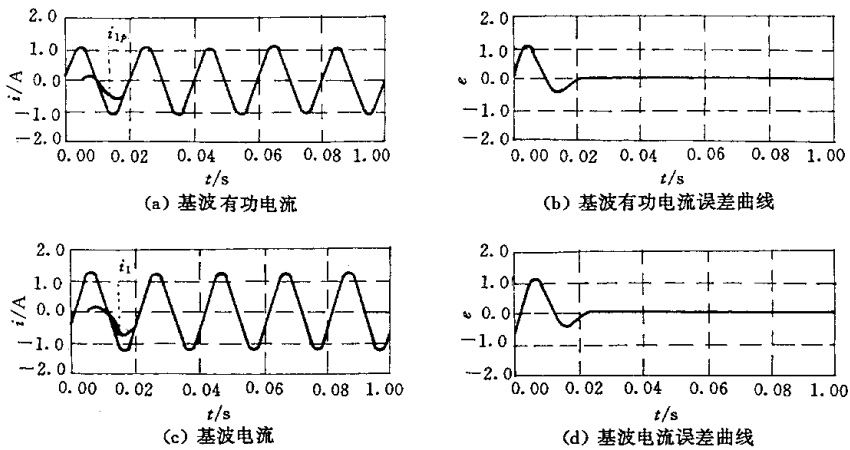


图3 检测基波有功电流和基波电流时的结果

Fig.3 Detecting fundamental active current and fundamental current

周波,是比较快的。从对应的误差曲线能够看出,无论是对 i_{1p} 还是 i_1 ,电路的检测精度都是比较高的。

仿真研究发现,LPF截止频率的选取对图1所示电路的检测效果有很大影响。从理论分析上看, f_c 越小,越有利于分离出直流分量,且检测精度越高,但时延加大,动态响应过程太慢。 f_c 取得大,尽管可以加快检测电路的动态响应过程,但由于有部分低次谐波不能被LPF衰减掉,容易造成检测波形失真,影响检测精度。因此,实际应用图1所示电路时, f_c 既不能选得太小,也不能选得太大。要兼顾电路的动态响应过程,也应考虑检测精度。

不加任何变化直接就能从输出端1得出检测谐波电流 i_h 时的结果。如果断开 i_{1q} 通路,就能在输出端1检测出 i_{1q} 和 i_h 之和。对应的检测结果和误差曲线分别被示于图4(a)和(b)。可见,同样经过大约1个周期,检测波形就能跟踪上实际波形的变化,动态响应过程是比较快的。从对应的误差曲线能够看出,检测精度也是比较高的。

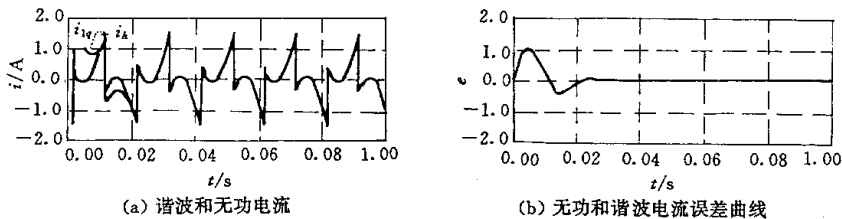


图4 检测谐波和无功电流时的结果

Fig.4 Detecting harmonic and reactive current

为进一步验证所提出的谐波和无功电流检测方法的有效性和可行性,再来进行实验研究。

实验所用的非线性负载是一个单相整流电路,其直流侧带有一个大滤波电感。调整该整流电路,使其控制角是 30° ,被检测的畸变电流 i_D 的波形是一个方波,周期是 $0.02s$,变化范围在 $1A$ 和 $-1A$ 之间,从负到正的过零值点在 u_s 的 30° 处。 i_D 的形状类似图3所示的波形。经实验发现,得出的基波有功电流和无功电流以及基波都是周期为 $0.02s$ 的正弦波,它们的振幅如表1所示。显然,分别与理论计算值相比,检测精度是比较高的^[7]。

以上仿真和实验分析说明,所提出的单相电路的谐波和无功电流检测方法检测畸变电流中的任何电流分量都有动态响应速度快、跟踪特性好、检测精度高的特点,较好地克服了一般固定频率滤波器存在的频率漂移及相移现象,达到了令人满意的效果。

5 结束语

在电网中,常常需要对非线性负载引起的畸变电流进行分析,以便了解失真情况。这可以通过某种检测方法对畸变电流进行检测,得出所需要的电流分量。对检测方法的主要要求是,电路结构简单,便于实现,检测速度快,实时性好,精度高,特别是对用在 APF 这种动态谐波补偿装置中的检测方法,现有的检测方法很难满足上述这些要求。本文提出的新的单相电路的谐波和无功电流实时检测方法,其电路结构简单、动态响应速度快、检测精度高,是一种便于实现的实时检测方法。实际应用时它既可以单独检测出畸变电流中的任何电流分量,又能得到谐波和无功电流之和。如果把它用于单相 APF 中,可以根据需要为其进行谐波和(或)无功补偿提供准确的参考信号,提高 APF 的性能。仿真研究证实了方法的有效性和可行性。

本文方法同样适合检测有些类型的非周期畸变电流,有关问题将另文介绍。

参考文献:

- [1] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Trans on Ind. Appl. 1984, 20(3):625-630.
- [2] 李民,王兆安,卓放.基于瞬时无功功率理论的高次谐波和无功功率检测[J].电力电子技术,1992(2):14-17.
- [3] 杨君,王兆安.三相电路谐波电流两种检测方法的对比研究[J].电工技术学报,1995(2):14-17.
- [4] Luis A. A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation[J]. IEEE Trans. IE, 1995, 42(4):402-408.
- [5] 刘进军.瞬时无功功率理论和串联混合型单相电力有源滤波器的研究[D].西安:西安交通大学,1997.
- [6] 王群,吴宁,苏向丰.一种适用于有源电力滤波器谐波电流检测方法[A].第五届全国电路理论及应用学术研讨会论文集[C]. 1997:137-140.
- [7] 杨君.谐波和无功电流检测方法及其并联型电力有源滤波器的研究[D].西安:西安交通大学,1996.
- [8] 王群,吴宁,苏向丰.一种新的有源电力滤波器谐波电流检测方法[J].电工技术学报,1997(1):1-5.
- [9] 施阳. MATLAB 语言精要及动态仿真工具 SIMULINK[M].西安:西北工业大学出版社,1997:3-5.

表 1 实验值与理论值

Tab.1 Experimental and Theoretical value

类 型	I_{1pm}	I_{1qm}	I_{1m}
理论值(A)	1.10	0.64	1.27
实验值(A)	1.11	0.63	1.29
误差值(%)	0.91	1.56	1.57

