

改进型 i_p-i_q 电网谐波电流检测算法

张 敢 施火泉 邹嘉丰

(江南大学物联网工程学院 无锡 214122)

摘要: 为快速准确地得到电网的谐波电流,本文在传统 i_p-i_q 谐波电流检测算法基础上提出了一种新的谐波电流检测算法。取负载侧三相电压经过 Clark 变换和 Park 变换产生同步旋转信号,完成普通锁相环结构中鉴相器的功能,从而得到相位差信号 $\Delta\theta$,再经过 PI 控制和积分调节得到 A 相基波电角度,然后通过正、余弦信号发生器产生标准的正、余弦信号,以此减小电压畸变带来的误差;用高通滤波器代替传统算法中的低通滤波器直接得到三相谐波电流,简化系统结构,减少延时,提高系统的实时性。Simulink 仿真结果表明,该方法能够准确地快速检测出谐波电流。

关键词: i_p-i_q ; Clark 变换; Park 变换; 电压畸变; 高通滤波器

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.47040

Improved i_p-i_q harmonic current detection algorithm for power system

Zhang Gan Shi Huoquan Zou Jiafeng

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: In order to get the harmonic current in the power system quickly and accurately, an improved harmonic current detection algorithm is proposed in this paper based on the traditional i_p-i_q harmonic current detection algorithm. The improved method proposed in this paper is taking the load side of the three-phase voltage through the Clark transformation and Park transformation to produce synchronous spin signal to complete the common phase-locked loop structure of the phase detector function, resulting in phase difference signal $\Delta\theta$, and then through the PI controller adjustment and integration link to get A-phase base wave electrical angle, and then through the positive and cosine signal generator to produce standard positive and cosine signals to reduce the error caused by voltage distortion; the high-pass filter is used instead of the low-pass filter in the traditional algorithm to obtain the three-phase harmonic current directly, which simplifies the system structure, reduces the delay and improves the real-time performance of the system. Simulink simulation results show that the method can detect the harmonic current more accurately and quickly, and improve the real-time performance of harmonic detection.

Keywords: i_p-i_q ; Clark transformation; Park transformation; voltage distortion; high-pass filter

0 引 言

电力和我们的生活息息相关。然而,具有非线性元件的电气和电子设备的使用越来越普遍^[1],例如现代通信电源设备和商业照明系统的整流装置,其性质不同且随机变化;再如误操作、外部干扰及其他故障,都对电力系统的污染负有主要责任,将谐波和间谐波所含能量添加到传输能量信号中,这恶化了所传输的能量质量,增加了损耗并降低了电气系统的可靠性^[2],可引起过热、谐振、噪声污染,还可能降低设备绝缘性等。目前,谐波和无功率污染已成为电力系统中不容忽视的重要问题,吸引了众多学者的目光。为了准确地解决谐波与间谐波问题,相继提出了各种谐波

检测算法和谐波抑制技术,有源电力滤波器(APF)^[3-6]便是各个电气学者现在所研究的热点。目前,在众多谐波检测算法中, i_p-i_q 谐波电流检测算法^[7]和快速傅里叶变换谐波检测算法^[8]被公认为是 APF 非线性负载谐波电流补偿比较有效的两种算法,这两种方法实时检测性能良好,都可以精确地检测谐波电流,但各有各的优势。

由 Akagi 提出的瞬时无功率理论是在理想电网电压条件下推导出来的;随后演变而来的 i_p-i_q 算法,因为取 $\sin\omega t$, $-\cos\omega t$ 参与运算,不用考虑电压波形是否畸变,因此检测结果是比较精确的。当电网电压出现不对称的情况或者畸变严重时,那么通过单相锁相环所测得的电压相位角就会出现偏差,甚至错误,难以获得与电网中 A 相电压

同频率同相位的标准正、余弦信号。采用低通滤波器时,为得到谐波电流需要增加一个求和的环节,导致系统的实时性变差,另外使检测系统变的繁琐,因此不能够及时补偿电路中的谐波或者无功电流,从而造成一定的经济损失^[9]。

为了弥补现有 $i_p - i_q$ 谐波电流检测算法的不足,提出了一种改进型 $i_p - i_q$ 算法。为得到与 A 相正序有功分量同频率同相位的标准正、余弦信号,该算法采用基于 $d - q$ 同步坐标变换的三相锁相环,克服了使用单相锁相环时三相电压畸变或不对称时产生的同步点偏移。利用高通滤波器 (HPF) 代替传统的低通滤波器,无需经过检测电流与基波电流求和即可得到谐波电流,简化了系统结构和处理过程,提高了系统的实时性。

1 传统 $i_p - i_q$ 谐波电流检测算法

传统 $i_p - i_q$ 算法原理框图如图 1 所示^[10]。通过单相锁相环 (phase lock-loop, PLL) 得到 A 相电压瞬时信号的电角度,然后通过正、余弦信号发生函数得到与 A 相电压同频率、同相位的幅值为 1 的标准正、余弦信号指令。设三相电压对称且为标准正弦波,其最大值分别为 e_a, e_b, e_c , 幅值为 E , 三相电流最大值为 i_a, i_b, i_c , 幅值为 I 。在 t 时刻,三相瞬时电压和电流的表达式为:

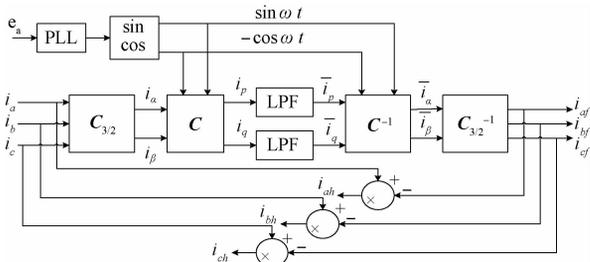


图 1 传统 $i_p - i_q$ 算法原理框图

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix},$$

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

i_p 和 i_q 通过 LPF 获得有功直流分量 \bar{i}_p 和无功直流分量 \bar{i}_q 。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} I_1 \begin{bmatrix} \cos\varphi_1 \\ -\sin\varphi_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(4)通过矩阵 C^{-1} 和 $C_{3/2}$ 变换求得基波正序电流瞬时值,然后用负载侧三相电流减去基波电流即可获得三相谐波电流。

2 改进的 $i_p - i_q$ 谐波电流检测算法

2.1 PLL 的改进

在传统 $i_p - i_q$ 算法中,利用单相锁相环得到 A 相的电角度,即:取 A 相的电压通过单相锁相环得到初相角,然后得到标准正、余弦信号。此方法简单,但是当电压畸变或者不对称时产生的误差很大,易造成谐波电流检测结果不准确。因此本文提出的改进型 $i_p - i_q$ 检测算法中采用基于 Clark 变换和 Park 变换的三相锁相环^[11]。

三相电压 (e_a, e_b, e_c) 通过 Clark 和 Park 变换转换为交流电压的直流电压分量 (e_d, e_q), 在变换过程中使用 PLL 的输出角度 θ 。当没有捕获频率时, e_q 是交流分量; 当捕获频率并且相位差不为 0 时, e_q 是 DC 分量, e_q 表示锁相环的输入和输出之间的相位差信息的大小。在完全捕获频率和相位的条件下, $e_q = 0$ 且 e_d 是恒定的 DC 分量, 并且当电源电压的幅度改变时, 它不能改变自身。参考值 0 和 e_q 相减作为误差信号, 然后误差信号经过 PI 控制器得到 ω^* , ω^* 和理论角频率 $2\pi f$ 相加作为实际角频率, 最后通过积分环节得到电压的相位角 θ 原理图框图^[12] 如图 2 所示。

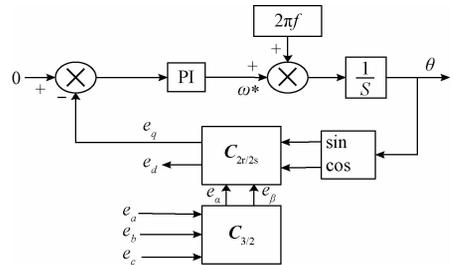


图 2 三相锁相环原理

假设三相电压对称且为标准正弦波,那么由原理图可得:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_{in}) \\ i_b = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{in}\right) \\ i_c = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin\left(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{in}\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω 为角频率, φ_{in} 为第 n 次电流的初相角。将三相电流进行 Clark 变换并根据式(1),得:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = CC_{3/2} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

其

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}. \quad (7)$$

那么由此式(5)~(7)可得:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: E 表示电网电压幅值, ωt 表示实际电网电压矢量角, θ 为锁相环的输出角。在电网电压的相位和频率被精确锁定之后, E_q 可表示如下:

$$E_q = E \sin(\omega t - \theta) \approx E(\omega t - \theta) \quad (9)$$

所以当 d 轴与电压矢量重合也就是 d 轴与 e_a 、 e_b 和 e_c 的相位一致时, $e_q = 0$, 此时 d - q 坐标系的旋转角度 θ 等于 A 相电压的相位角 ωt 。无论电网电压波形如何畸变^[13], 此锁相方法都可以精确的跟踪三相电压的正序基波分量, 具体仿真验证如图 3 所示:

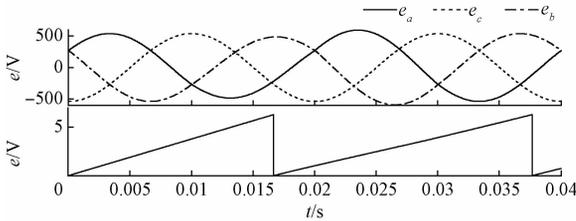


图 3 锁相环仿真结果

2.2 LPF 的改进

在传统 i_p - i_q 谐波检测算法中, 采用低通滤波器的设计方法需经过检测电流减去基波电流方可得到谐波电流, 因此处理过程变得繁琐, 系统实时性降低。因而本文所提到的改进算法中采用高通滤波器取代传统的低通滤波器^[14], 省去了求和环节, 简化了系统结构。其原理图如图 4 所示。

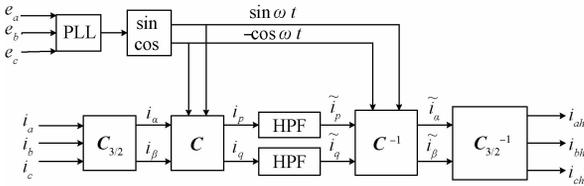


图 4 改进型 i_p - i_q 谐波检测算法

假设在电力系统中三相电流对称但有畸变, 那么其傅里叶表达式为:

$$\begin{cases} i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t - \theta_n) \\ i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \theta_n\right] \\ i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \theta_n\right] \end{cases} \quad (10)$$

式中: n 为正整数, ω 是角频率, I_n 为第 n 次电流的幅值, θ_n 是第 n 次电流的初相位角。根据式(3)可得:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n] \\ \pm \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin[(1 - n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \quad (11)$$

当 $n = 6k + 1$ 时, 为正序分量取“ $-$ ”符号; $n = 6k - 1$ 时, 为负序分量取“ $+$ ”符号。

当 i_p 和 i_q 经过高通滤波器后可以得到交流分量 \tilde{i}_p 和 \tilde{i}_q ^[15], 即

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \cos[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n] \\ \pm \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin[(1 - n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \quad (12)$$

为了求得谐波分量, 由原理框图可知,

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = C_{2/3} C^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \\ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(13)表明改进型 i_p - i_q 算法求得的谐波电流与传统 i_p - i_q 算法所求得的谐波电流总和相同, 因此理论上验证了该方法的可行性与正确性。

3 仿真结果与分析

本文采用 MATLAB/Simulink 对改进后的 i_p - i_q 模型进行验证, 并对仿真后的结果进行分析。模型中的 PLL 为 Simulink 中的模块, 用三相可控整流桥阻感负载作为谐波源, 用高通滤波器代替低通滤波器。当采用高通滤波器获得谐波电流时, 其阶数越高滤除效果越好, 但延时会过大, 实时性能会降低; 反之延时变小, 滤波效果不好。再者, 当滤波器阶数相同时, 其滤除效果与自身的截止频率有关。所以综合以上考虑, 在此选择 Butterworth 高通滤波器代替传统算法中的低通滤波器。本文选择 HPF 的阶数为 2, 最高频率为 30 Hz。在仿真模型中, 电网模拟电压 380 V/50 Hz 且含有 3 次、5 次谐波等不确定谐波次数, 谐波幅值为 30 V、1.5 V。仿真时间 0.04 s, 仿真步长 ode45。三相负载侧电流波形如图 5 所示。

采用改进型 i_p - i_q 模型得到的仿真结果如图 6 所示。图 6(a)中仿真波形为三相谐波电流 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。图 6(b)为采用传统 i_p - i_q 算法和改进型 i_p - i_q 算法获得的 A 相谐波电流 i_{ah} , 虚线代表传统算法获得的谐波电流波形, 而实线则代

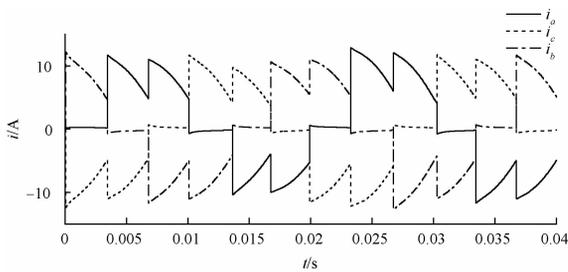


图5 负载侧电流波形

表改进型算法得到的谐波电流。图6(c)为A相基波电流仿真波形。对传统 i_p-i_q 算法改进后,须用某相负载侧电流减去某相谐波电流,从而获得该相的基波电流。通过图形比较可知,传统 i_p-i_q 谐波电流检测算法因受电网电压相位差 θ 的影响,因此所获得的谐波电流波形和基波电流波形在相位和幅值上有一定的偏差,而改进的 i_p-i_q 算法则很好的缩小了由此造成的偏差。采用高通滤波器,延时时间得到减少,增强了系统的动态性与实时性。通过对以上分析,验证了改进型 i_p-i_q 谐波电流检测算法在三相电压畸变或三相电流不对称的情况下,依然能够迅速精确地检测出三相谐波电流,表明了改进方法的正确性与优越性。表1从检测精度、适用条件及延时时间对传统算法与改进算法做了比较,从表中数据可以看出改进算法的优越性。因此,本文所研究的谐波电流检测算法具有工程应用价值和实际意义。

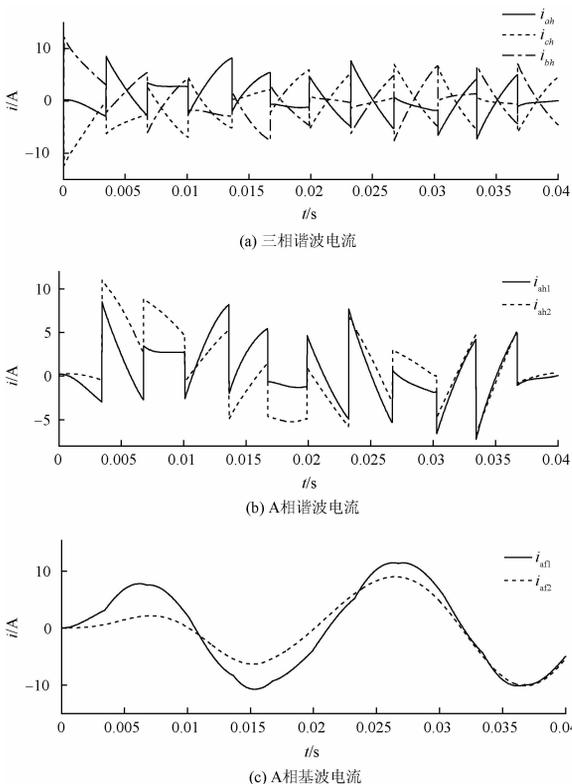


图6 仿真结果

表1 传统算法与改进算法的比较

算法	适用条件 (三相电压)	检测精度 (实际电流)	延时 时间/s
传统 i_p-i_q	对称无畸变	0.03 s 前约 22.7%	0.01
改进 i_p-i_q	不对称有电压畸变	0.01 s 前约 12.8%	0.005

4 结 论

本文提出的改进的 i_p-i_q 算法可用于电网输电过程中谐波电流的检测,克服了其他谐波检测算法的缺点。经过理论分析及在 MATLAB/Simulink 中建模、仿真、运行,验证了此改进算法的实时性与正确性。此改进算法检测精度高,延时小,由仿真结果和表1可以看出,大约减少延时2 ms,可作为有源电力滤波器(APF)实现电流谐波检测与治理的新算法。但是此改进算法也有一定的缺陷,从对A相基波电流进行FFT分析可知,通过此算法得到的基波电流引入了少量的偶数次谐波,这对三相不平衡系统来说会有一定的误差。由于本文所提出的的算法实时性高、精度高,偶数次的谐波含量很少,因此该算法对于使用APF治理谐波污染问题具有一定的现实指导意义,同时也希望在实际应用中 i_p-i_q 得到进一步的改进与完善。

参考文献

- [1] 熊杰锋,李群,袁晓冬,等. 电力系统谐波和间谐波检测方法综述[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(11): 125-133.
- [2] SALINAS J R, GARCÍA-LAGOS F, DE AGUILAR J D, et al. Harmonics and interharmonics spectral analysis by ANN[C]. 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), IEEE, 2016: 1-2.
- [3] 程远,金涛. 基于 i_p-i_q 法和滞环控制的新型有源滤波器设计研究[J]. 中国测试, 2015, 41(2): 54-59.
- [4] 黄海宏,江念涛,毕楠夏,等. 一种混合谐波检测法在APF中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(2): 297-303.
- [5] 张超,马小平,张义君,等. 间谐波环境下并联有源电力滤波器系统设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 118-127.
- [6] 魏学良,程婷. 谐波治理设备在供电系统中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2015(1): 73-76.
- [7] LIU H C, SUN S G, WANG J Q, et al. Study i_p-i_q theory and wavelet transform method for harmonic current detection [C]. International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence, 2012: 1944-1947.
- [8] 张鸿博,蔡晓峰,鲁改凤. 基于双窗全相位FFT双

- 谱线校正的电力谐波分析[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(12):2835-2841.
- [9] HU X, ZHANG Y. Generation and harm for power system harmonics[C]. Fifth International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, IEEE Computer Society, 2012:553-555.
- [10] 公茂法,张旭,朱义凯. 一种改进型 i_p-i_q 谐波检测法[J]. 工矿自动化, 2013, 39(1):71-72.
- [11] DANG C, ZHAO X. A SPLL technique under unbalanced and seriously distorted grid voltage conditions [C]. The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC), IEEE, 2014: 4523-4528.
- [12] CHAI X H, ZHANG C J, BING B, et al. Notch filter constraints analysis and SPLL design under unbalanced voltage conditions [C]. Electronics and Application Conference and Exposition, IEEE, 2014.
- [13] 黄海宏, 张庭茂, 魏亚坤, 等. 电压不平衡时单同步坐标系锁相环的改进算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(6):937-944.
- [14] 余发山,王要东,刘倩. 电网输电过程谐波电流检测方法研究[J]. 计算机仿真, 2016, 33(2): 154-155.
- [15] 石军奇,肖慧荣,黄同意. 基于高通滤波器的电网谐波电流检测方法研究[J]. 计算机仿真, 2014, 31(5): 104-105.

作者简介

张敢, 1989 年出生, 在读硕士研究生, 研究方向为电能质量监测与分析。

E-mail: 18861878082@163.com

施火泉(通讯作者), 1962 年出生, 本科, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子与电力传动、用电信息采集系统等。

E-mail: shq@jiangnan.edu.cn

邹嘉丰, 1993 年出生, 在读硕士研究生, 研究方向为电能质量监测与分析。

E-mail: zifisir2@163.com