

基于相位补偿的任意次谐波有功/无功电流的检测

胡增见,桂 宁,包晓安,孔朝阳

(浙江理工大学信息学院,杭州 310018)

摘 要: 为了实现更加精细化的谐波分析和治理,需要对任意次谐波电流的有功分量和无功分量进行精确检测。对传统的同步坐标变换法进行了改进,采用 park 变换构建了电网电压各次谐波的初相位计算方法,根据该初相位构建扩展广义 park 变换矩阵对电流进行广义 park 变换,得到各次谐波电流的有功分量和无功分量。设计了改进的检测电路结构并用 Matlab/simulink 进行了仿真验证,结果表明,该方法可以精确地提取电流有功分量和无功分量,满足任意次谐波细粒度检测的要求。

关键词: 电压畸变;谐波有功;有源滤波;任意次谐波

中图分类号: TM933.1

文献标志码: A

文章编号: 1673-3851(2016)04-0570-07

引用页码: 070501

0 引 言

随着电力电子非线性负荷在电网中的应用越来越广泛,电网中的电流受到日益严重的污染,因此必须对负荷侧产生的谐波电流进行有效地补偿。随着技术的发展,谐波电流补偿装置在谐波补偿目标上越来越倾向于柔性化,因而对精细化的谐波检测提出了更高的要求。如电网背景谐波所引起谐波有功功率流向负荷,并可用于负荷正常热消耗^[1],而对应的谐波有功电流并不会对电网产生污染^[2]。因此有必要将谐波电流的有功分量精确地检测出来,为谐波的治理提供精细可靠的依据。

最初的谐波治理是将负荷馈线电流治理为与基波正序电压成比例的标准正弦波。这类治理将所有的谐波作为整体进行补偿,因此只需对电流基波正序分量进行检测^[3-4],对检测精细化要求较低。在补偿装置对基波正序无功、谐波和不平衡电流同时进行补偿时,需要对基波正序有功电流进行精确的检测,孙驰等^[5]利用相位补偿的方法实现基波有功电流的精确检测,顾启民等^[6]提出快速合成基波正序电压作为锁相环基准参考的方法,在谐波检测时具备灵活性。

这类基波有功分量的检测方法虽然具备一定精细度,但由于将无功和所有次谐波电流作为整体,因而只能应用于大容量的补偿设备。为降低补偿成本,研究人员^[7-10]提出分次补偿的谐波补偿方法。这类补偿方式需要对任意次谐波进行精确检测,文献^[11-13]分别从检测速度、锁相环延迟影响等角度对任意次谐波的检测进行了研究和改进。但通常将任意次谐波电流看做一个整体进行检测和治理,并未将任意次谐波电流进一步划分为有功分量和无功分量,因此无法实现谐波更加精细化检测,也就无法支撑柔性化谐波治理。

本文首先指出传统无锁相环和单锁相环的同步坐标变换法在谐波电流有功分量和无功分量检测上的不足,并提出改进的方法。利用同步坐标变换法计算任意次谐波正负序分量初相位,从而构建准确的正余弦表,进而精确地计算出电流各次谐波矢量(包含基波)在同次电压谐波矢量上的投影。构建并改进了检测电路。通过多个仿真实例验证该方法可以实现对负荷电流的基波和各次谐波的有功分量和无功分量的精确提取。该方法由于无需锁相环,具有检测精度高、实时性好的特点,可以对特定次数谐波的不同分量的精确检测。

收稿日期: 2015-07-13

基金项目: 国家自然科学基金项目(61202050);浙江省重大技术专项研究项目(2013C01039)

作者简介: 胡增见(1988—),男,河南鹿邑人,硕士研究生,主要从事电能质量方面的研究。

通信作者: 桂 宁, E-mail: ninggui@gmail.com

1 同步坐标变换法的谐波检测原理与分析

1.1 谐波畸变状态下的电压和电流

在系统不对称的情况下,根据对称分量法可知:abc三相静止坐标系下的电气量的瞬时值(包括三相电压和三相电流)可以表示为正序、负序和零序分量的叠加。由于常见的三相三线制电力系统和三相四线制系统的星形接法中不存在零序分量,因此零序分量的检测不作为本文的重点。任意三相电压或电流瞬时值 f_a, f_b, f_c 可表示如下:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_n F_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_{Fn}^+) \\ \sqrt{2} \sum_n F_n^+ \cos(n\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{Fn}^+) \\ \sqrt{2} \sum_n F_n^+ \cos(n\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{Fn}^+) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_m F_m^- \cos(m\omega t + \varphi_{Fm}^-) \\ \sqrt{2} \sum_m F_m^- \cos(m\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{Fm}^-) \\ \sqrt{2} \sum_m F_m^- \cos(m\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{Fm}^-) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{T}_k = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(k\omega t + \varphi_{Uk}) & \cos(k\omega t + \varphi_{Uk} - 2\pi/3) & \cos(k\omega t + \varphi_{Uk} + 2\pi/3) \\ \sin(k\omega t + \varphi_{Uk}) & \sin(k\omega t + \varphi_{Uk} - 2\pi/3) & \sin(k\omega t + \varphi_{Uk} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中: φ_{Uk} 为 dq 坐标系旋转初相位,其值等于为电压 k 次谐波正序分量的初相位。将三相电流瞬时值

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[(n-k)\omega t - \varphi_{Uk}^+ + \varphi_{In}^+] + \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos[(m+k)\omega t - \varphi_{Uk}^+ + \varphi_{Im}^-] \\ i_q = \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin[(n-k)\omega t - \varphi_{Uk}^+ + \varphi_{In}^+] + \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos[(m+k)\omega t - \varphi_{Uk}^+ + \varphi_{Im}^-] \end{cases} \quad (4)$$

从式(4)可见, k 次谐波正序分量的 dq 轴均表现为恒定值,其他次谐波表现为频率不等的正弦波。从坐标旋转的角度可以解释为:由于在 abc 静止坐标系下,电网电压(或负荷电流) k 次谐波正序分量矢量的旋转角速度为 $k\omega$,同步旋转坐标系的旋转角速度也为 $k\omega$,因此坐标系 C_k 与电网电压(或负荷电流) k 次谐波正序分量矢量相对静止,也即电网电压(或负荷电流) k 次谐波矢量在同步旋转坐标系中表现为直流。从广义 park 矩阵可见,同步坐标系 C_k 和电网电压 k 次矢量具有相同的旋转初相位,因此在同步坐标系 C_k 中表现为直流的量即为谐波的有功分量和无功分量^[2]。对式(4)所表示的电流量经低通滤波得电流 k 次谐波的有功分量 i_P 和无功分量 i_Q 为:

$$\begin{cases} i_P = \sqrt{3} I_k \cos(-\varphi_{Uk}^+ + \varphi_{Ik}^+) \\ i_Q = \sqrt{3} I_k \sin(-\varphi_{Uk}^+ + \varphi_{Ik}^+) \end{cases} \quad (5)$$

式(1)中: ω 为电压基波正序分量的角频率, +、- 号分别代表基波和谐波中的正、负序。 F_n^+, F_m^- 分别表示 n 次谐波正序分量和 m 次谐波负序分量的幅值, $(\varphi_{Fn}^+, \varphi_{Fm}^-)$ 分别表示 n 次谐波正序、 m 次谐波负序电气量的初相位。式(1)中将基波视为 $n=1$ 的谐波。

1.2 基于同步坐标变换法的任意次谐波检测

同步坐标变换法是基于瞬时无功功率理论推广而来的,通过广义 park 变换将 abc 坐标系的电气量转换到以谐波角速度旋转的 dq 坐标系。其中,广义 park 变换及其反变换可表示如下:

$$\begin{cases} f_{dq} = \mathbf{T}_k \cdot f_{abc} \\ f_{abc} = \mathbf{T}_k^T \cdot f_{dq} \end{cases} \quad (2)$$

f_{abc} 为 abc 静止坐标下的电网三相电压或电流, f_{dq} 为在 dq 坐标系下的 d 轴和 q 轴的值。 k 代表待检测谐波的次数, \mathbf{T}_k 为电网三相电压或电流变换到 dq 坐标系下的变换矩阵, \mathbf{T}_k^T 为 dq 坐标系下的电气量变换到 abc 坐标系下的变换矩阵, \mathbf{T}_k^T 为 \mathbf{T}_k 的反变换。

构建如下广义 park 变换矩阵,并记对应的同步旋转坐标系为 C_k :

与式(3)代入式(2)得到 dq 坐标系下电流各分量为:

这里仅仅对谐波正序分量进行了讨论,谐波负序分量的检测原理与此相同,仅在 park 变换矩阵有所不同。在物理意义上, k 次谐波正序分量检测的 park 变换是将 abc 静止坐标系变换成与 k 次谐波磁场同步角速度相同的 dq 坐标系,而负序分量的 dq 坐标系与正序分量检测对应的坐标系旋转方向相反。因此,可以通过修改 park 变换矩阵即可完成对负序分量的检测。

1.3 无锁相环和单锁相环的同步坐标变换法

在上述方法的具体实现时, park 变换矩阵中的正余弦信号通常由锁相环(PLL)获得。在电网电压畸变或不平衡状态, PLL 常出现锁相不准的情况,影响谐波检测精度^[14]。尽管有文献对锁相环进行了改进^[14],但由于 PLL 一般只能对某一设定的基频进行相位锁定^[15],当需要对多次谐波进行检测时,会

引入较大的硬件/软件开销。杨柳等^[11]构建了改进的 park 变换矩阵,如式(6),其中正余弦信号是利用单个锁相环对某次谐波锁相后通过倍频器得到所需要的新的正余弦表。为了避免锁相电路,吕晓琴

$$\mathbf{T}_k = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(k\omega t) & \cos(k\omega t - 2\pi/3) & \cos(k\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(k\omega t) & -\sin(k\omega t - 2\pi/3) & -\sin(k\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (6)$$

利用该矩阵对三相电压和电流进行广义 park 变换并滤出直流,得到谐波电压 U_k 和电流矢量 \mathbf{I}_k 在 dq 坐标系中的形式如图 1 所示。根据通用瞬时功率理论,谐波电流矢量在同频次的谐波电压矢量上的投影才为谐波电流的有功分量^[16]。可见,在图 1 中, i_d 并不为谐波电流的有功分量, i_q 并非谐波的无功分量 i_p 。而在谐波补偿装置中,通常选取 d 轴作为有功分量进行补偿,以 q 轴作为无功分量进行补偿。显然,在需要对谐波有功分量和无功分量精确补偿时该方法无法满足检测要求。

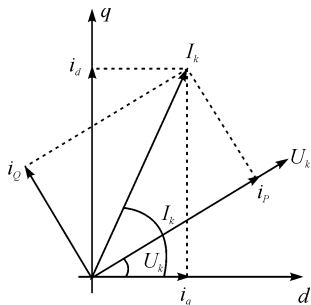


图 1 电压和电流 k 次谐波分量矢量表示

2 无锁相环检测算法的改进

2.1 电压谐波初相位的提取原理

为了将同步旋转坐标系中任意次谐波电流在 d 轴上的分量作为有功分量,就需要将同步旋转坐标系中的 d 轴与同次数的谐波电压矢量重合。在图 1 中,如果将电压和电流矢量保持不变,令坐标系 C_k 进行一定角度旋转,即可使 d 轴与电压 k 次谐波正序分量矢量重合。从图 1 可见,该角度为电网电压 k 次谐波的初相位 φ_{Uk} 。

由图 1 可以看出,电流 k 次谐波初相位 φ_{Uk} 可以由 k 次谐波电压在 d 、 q 轴上投影 u_{dk+} 和 u_{qk+} 得到。

$$\varphi_{Uk}^+ = \arctan(u_{qk+}/u_{dk+}) \quad (7)$$

而 u_{qk+} 和 u_{dk+} 可以通过对式(6)对三相电压进行变换并进行低通滤波得到。

2.2 实际检测电路结构与改进

如图 2 所示为电流 k 次谐波正序分量的检测原理图。其中, $\sin_cos(k\omega t)$ 由正余弦表所给出,在实际电路中可通过电压 a 相过零点检测进行查表而得

等^[13]提出无锁相环的检测方法,利用正余弦信号发生器得到所需频率的正余弦信号,而正余弦信号的相位则为任意取定,假若设定的初相位为 0,则 park 变换与式(5)相同。

到,且在多次谐波检测时可重复利用。对三相电压进行广义 park 变换,在 dq 坐标系下计算电压 k 次谐波正序分量的初相位,进一步产生新的正余弦信号 $\sin_cos(k\omega t)$,对三相电流进行新的坐标变换,经低通滤波滤除直流分量得到 i_p 和 i_q 分别为 k 次谐波正序电流的有功分量和无功分量,最终经反变换得到 abc 坐标系下的形式。

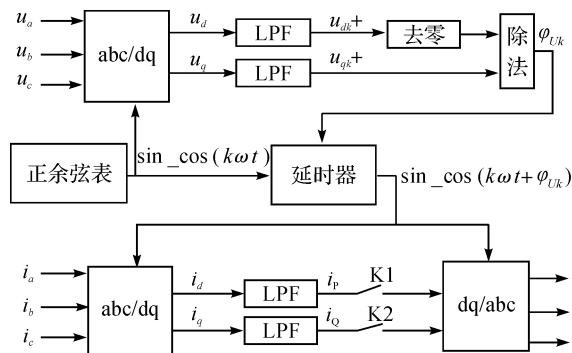


图 2 检测电路框图

在实际谐波检测时,常常要求谐波补偿装置能有选择地补偿谐波中的各个分量。通过 K1 和 K2 分别对谐波电流的不同分类进行选择:当 K1 闭合 K2 断开时,输出结果为 k 次谐波正序电流的有功分量;当 K1 断开 K2 闭合时,输出结果为 k 次谐波正序电流的无功分量;当 K1 和 K2 都闭合时,输出结果为 k 次谐波正序电流。

LPF 模块通常采用 30 ~ 100Hz 的 5 阶 butterworth 低通滤波器^[16],而由于低通滤波器不可避免地会引入幅值衰减和相位时延。图 2 中 LPF 之前的 dq 值中的交流量在一个工频周期内的平均值均为 0,而直流量在一个工频周期内的平均值与该直流量本身的值相等。故本文采用图 3 所示的直流提取方法代替,其中积分点数由实际电路采样频率决定,积分周期选择一个工频周期。该方法虽然需要约一个工频周期的时延,但不存在幅值衰减和相位时延。

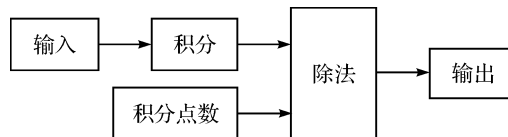


图 3 LPF 模块

在基波和谐波初相位的提取的过程中,值得说明的是:在一种极端的情况下,如电压中不存在 k 次谐波,则式(7)中分母 u_d 为0,式(7)是没有意义的。因此为了保证分母非零,在电压相位的检测模块中加入了去零模块,方法是设定一个很小的值,当输入值不为零时正常输出,当输入值为零时输出为设定值。

3 算例仿真

为了验证本文方法的可行性,在 Matlab / simulink 的仿真环境下搭建如图 2 所示的仿真模型,仿真时间为 0.2 s。仿真抽样时间为 10^{-5} s;低通滤波的积分点数均设置为 1000;相位检测的去零点模块的设定值为 0.001。

算例 1 对电压各分量初相位检测的准确性进行验证。算例 2 传统谐波检测方法 with 本文改进的方法在谐波有、无功分量检测精度方面进行了对比分析。算例 3 对本文谐波检测方法在谐波补偿灵活性方面进行仿真分析。

3.1 算例 1:电压初相位的检测

精确地检测出电压各分量初相位是精确地检测谐波电流各分量的前提,该算例验证本文方法对电压各分量初相位检测的准确性,搭建参数如表 1 的三相电压源。三相电压波形如图 4 所示,可见电网电压存在背景谐波和不平衡。

表 1 电压源参数设定表

参数	数值
电压基波正序分量相间幅值/V	380
电压基波正序分量初相位/(°)	20
基波角频率/Hz	50
5 次谐波正序分量幅值/pu	0.05
5 次谐波正序分量初相位/(°)	40
7 次谐波负序分量幅值/pu	0.03
7 次谐波负序分量初相位/(°)	-35

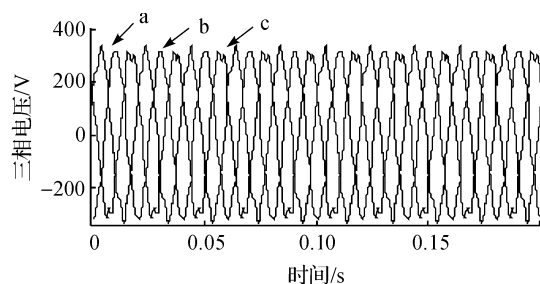


图 4 三相电压源电压

对电网电压设定的各分量初相位的检测结果如图 5 所示。可见,相位检测在一个工频周期(0.02s)内就快速达到稳定状态,电压基波正序分量初相的检测结果为 20° ,电压 5 次谐波正序分量初相位的检测结果为 40° ,电压 7 次谐波负序分量初相位的检测结果为 -35° ,均与设定值一致。因此该方法对于电压基波初相位和谐波初相位的检测方面均十分精确。

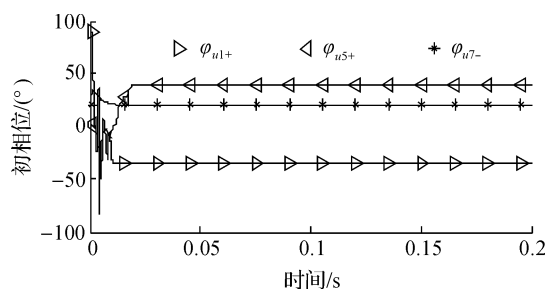


图 5 电压基波和谐波初相位的检测

3.2 算例 2:不同方法的对比与分析

负荷为线性负荷时,产生谐波电流的责任在于电网本身,并不在负载,这对用户对谐波电流有选择地进行补偿具有一定的意义。若负荷为线性电阻,则此时的谐波电流与同次数的谐波电压具有成比例的波形,即为全部为谐波有功电流。为了验证本文方法在谐波电流有功分量检测方面的优势,分别用 3 种方法搭建了谐波电流检测电路,并进行仿真对比。

采用算例 1 的电压源模型,并搭建阻抗为 1(的三相线性负荷。由于负荷且呈现阻性,故负荷电流与电网电压具有相同的谐波分量,且谐波电流中均只包含谐波有功分量。

分别采用了 3 种方法进行比较:方法①为本文具备相位补偿的同步坐标变换法,方法②为传统无锁相环同步坐标变换法谐波检测算法,方法③为单锁相环的同步坐标变换法,采用 simulink 所提供的三相基波电压锁相环对基波电压进行锁相。分别利用上述 3 种方法提取电流基波正序分量的有、无功分量,得到 dq 坐标系下的形式如图 6 和图 7 所示。

从图 6 和图 7 可见,方法①和方法②在检测速度上较方法③快,均只在一个工频周期内达到稳定。方法③由于锁相环的存在使得谐波检测速度降低。仿真达到稳态时,各检测结果如表 2 所示。

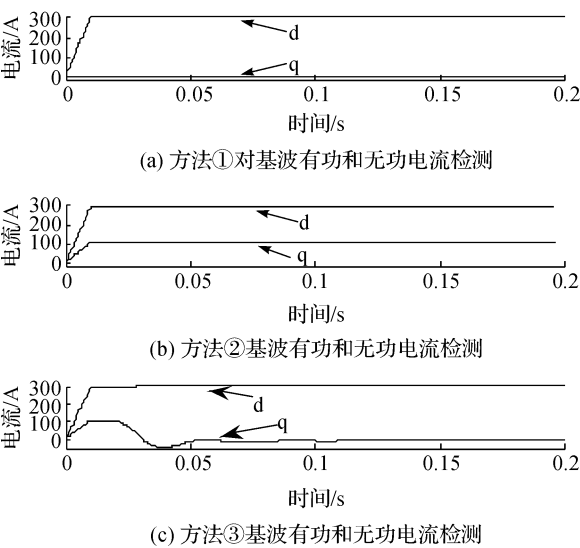


图6 电网背景谐波下基波有功和无功电流检测

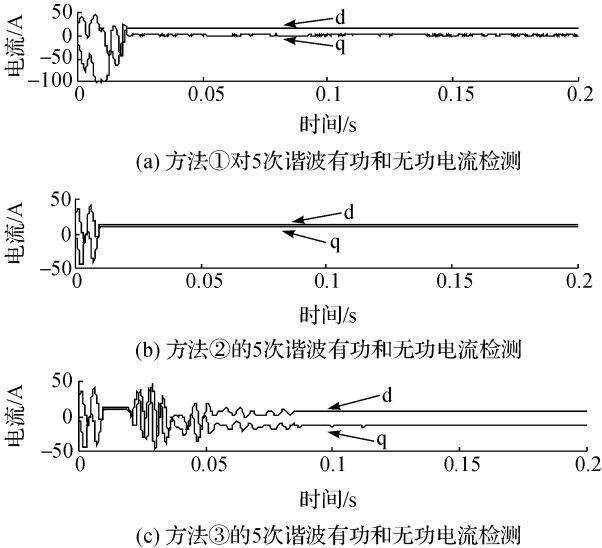


图7 电网背景5次谐波下的谐波有功和无功电流检测

表2 线性负荷在电网背景谐波下基波与谐波有功和无功分量的检测结果与分析

	方法	理论值(A)	检测值(A)	误差(A)/相对误差/%
基波有功电流检测	①	310.2687	310.2687	0/0
	②	310.2687	291.6	18.6687/6.02
	③	310.2687	310.2679	0.0008/0.00003
基波无功电流检测	①	0	0	0/-
	②	0	106.1	106.1/-
	③	0	-0.3086	-0.3084/-
5次谐波有功电流	①	15.5134	15.5134	0/0
	②	15.5134	11.8840	3.6294/23.40
	③	15.5134	7.6801	7.8333/50.49
5次谐波无功电流	①	0	0	0/-
	②	0	9.972	9.972/-
	③	0	-13.43	-13.43/-
5次谐波电流检测	①	15.5134	15.5134	0/0
	②	15.5134	15.5134	0/0
	③	15.5134	15.4695	0.0439/0.28

注：-表示该项没有检测或计算。

从表2中可见,方法①即本文具备相位补偿的同步坐标变换法对基波有、无功分量和5次谐波及其有、无功分量的检测误差或相对误差均接近于0,可见本文方法的准确度较高。因此,本文的方法可以用来对基波的有、无功分量和任意次谐波及其有、无功分量进行检测。

方法②在对5次谐波检测的相对误差接近于0,具有较高准确性,但对基波和5次谐波的有、无功分量的检测结果误差或相对误差均较大。因此,无锁相环的检测方法对任意次谐波的检测是准确的,但不能对基波和任意次谐波的有、无功分量进行检测。

方法③在对基波有、无功分量和5次谐波的检测误差或相对误差接近于0,但对5次谐波的有功分量和无功分量的检测误差或相对误差较大,这是由于并未对谐波相位进行准确检测造成的。因此,传统有锁相环的谐波检测方法,虽然可准确地检测基波电流有功、无功分量和任意次谐波电流,但不能对任意次谐波电流的有功、无功分量进行检测。

综上所述,本文方法可以对基波和任意次谐波进行检测,同时可以精确地检测出基波和任意次谐波的有功分量和无功分量。

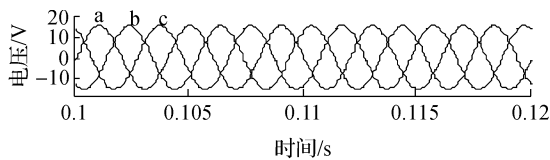
3.3 算例3:非线性负荷谐波电流有功和无功分量的检测与补偿选择

为验证本文谐波检测方法在谐波补偿时更具灵活性,本算例对谐波电流的有功、无功分量检测,并对补偿选择进行分析。通过计算电网谐波电压所引起的谐波电流含量与非线性负载所引起的谐波电流含量,进行叠加而得到电网与负载之间谐波电流有功分量和无功分量的理论值。并以此讨论谐波电流的选择补偿。

采用算例1的电压源模型,搭建对称谐波电流源与线性电阻并联,其中谐波电流源模型为:

$$\begin{cases} i_{af} = 40\sqrt{2}\sin(500\pi t + 70^\circ) + 10\sqrt{2}\sin(700\pi t + 5^\circ) \\ i_{bf} = 40\sqrt{2}\sin(500\pi t - 50^\circ) + 10\sqrt{2}\sin(700\pi t - 115^\circ) \\ i_{cf} = 40\sqrt{2}\sin(500\pi t + 190^\circ) + 10\sqrt{2}\sin(700\pi t + 125^\circ) \end{cases}$$

负荷馈线电流波形如图8所示。可见负荷馈线电流波形三相幅值明显不等,因此负荷电流为不对称电流,但由于负载为对称负载,可见不对称的原因电网电压不对称引起。



(a) 5次谐波正序电压的波形

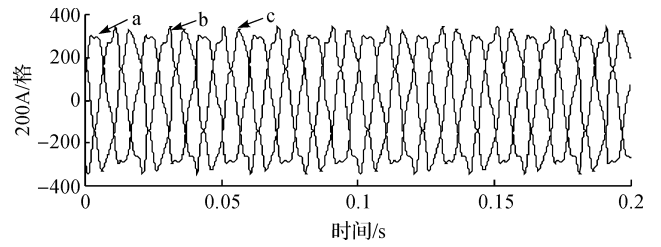
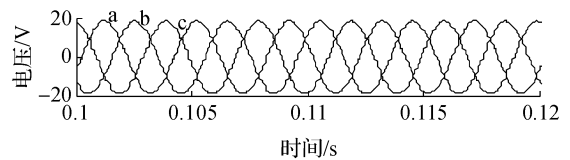
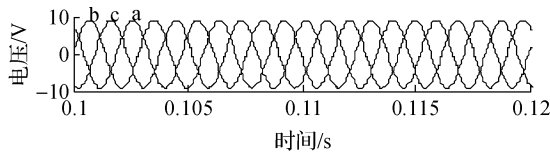


图8 负荷馈线电流波形

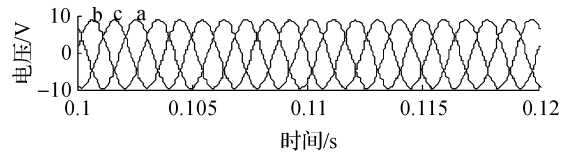
根据算例1电压源参数设定值画出电压5次谐波正序分量波形如图9(a)所示,并利用本文方法对馈线电流的5次谐波正序分量的有功、无功分量提取的波形分别如图9(b)所示。根据算例1电压源参数设定值画出电压7次谐波负序分量波形如图10(a)所示,并利用本文方法对馈线电流的7次谐波负序分量的有功分量提取的波形分别如图10(b)所示。



(b) 负荷馈线5次谐波正序电流的有功分量检测波形



(a) 7次谐波负序电压的波形



(b) 负荷馈线7次谐波负序电流的有功分量检测波形

图9 5次谐波正序电压与5次谐波正序电流有功分量

图10 7次谐波负序电压与7次谐波负序电流有功分量

图9(b)所示的电流为电网背景谐波所引起的5次谐波正序电流与负载自身产生的5次谐波正序电流叠加而形成的。通过与图9(a)比较可见,谐波电流波形与谐波电压波形具备 180° 的相位差,幅值分别为: -19.125A 和 15.5134V ,可见5次谐波正序电流的有功功率为 -296.6938W ,其方向从负载流向电网,因此会对系统电流产生影响,需要对其进行补偿。

通过图10(b)与图10(a)比较可见,谐波电流与谐波电压具备相同的初相位,幅值分别为: 9.3081A 和 9.3081V ,因此谐波有功功率为 86.64W ,其方向为电网流向负荷,且被负荷所消耗,这部分谐波功率并不会流入电网造成污染。若负荷对7次谐波负序电流并不敏感,则没有必要对其进行补偿。

在本算例中,不进行7次谐波负序有功分量的补

偿,可以减少 9.3081A 的补偿容量,为负载提供 86.64W 的有功功率。若利用本文方法减少对所有流入负荷的谐波有功功率所对应的有功电流的补偿,则必然有效地降低补偿容量,且谐波有功功率用于不敏感负荷的正常热消耗。总之,本文所提出的谐波精度的检测方法为谐波补偿提供了更为灵活的补偿方式。

4 结论

本文介绍了传统无锁相环的谐波检测算法,指出其不能用来对谐波有功分量和无功分量检测,并提出了改进的检测方法,并有以下两个突出特点:

a)提供了细粒度的谐波检测算法,可以对各次谐波的有功分量和无功分量进行分别检测;

b)设计改进的硬件检测电路,不使用锁相环,避免了在电网电压发生畸变时锁相不准、延时等问题;

在多个仿真仿真实验中,对不同的电网配置的谐波进行了检测,检测结果表明本方法可以有效地对各次谐波的有、无功分量进行精确检测、改进的无锁相环检测电路具有实现复杂度低速度快等优点。虽然采用了两个同步坐标变换,增加了算法复杂度,但却减少了实际电路的误差。本文的不足之处在于由于基波角频率为固定值,当电网频率的波动较大时,需要增加一个电网基波频率跟踪电路。实现了更加细粒度的谐波检测方法,为谐波补偿提供了更加灵活的补偿方式。

本文提出的方法实现了对谐波有功电流和无功电流的精确检测,进一步的研究将针对非线性负载所产生的谐波有功电流和无功电流进行有选择性地治理。

参考文献:

- [1] 赵伟,彭宏亮,孙卫明,等. 谐波条件下基于计量误差量化分析的电能计量方案[J]. 电力系统自动化,2015,39(12):121-125.
- [2] 邹文学,牛滨,庞兵. 电网谐波有功分量的分析与处理[J]. 电测与仪表,2009,46(5):46-49.
- [3] 慕小斌,王久和,孙凯. 非正弦不平衡电流全参量的检测方法[J]. 电力系统自动化,2014(13):160-165.
- [4] SREERAJ E S, PREJITH E K, CHATTERJEE K, et al. An active harmonic filter based on one-cycle control [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2014,61(8):3799-3809.
- [5] 孙驰,魏光辉,毕增军. 基于同步坐标变换的三相不对称系统的无功与谐波电流的检测[J]. 中国电机工程学报, 2003,23(12):43-48.
- [6] 顾启民,郑建勇,尤望. 一种基于dqo变换改进的电流检测新方法[J]. 电力系统保护与控制,2010,38(23):21-25.
- [7] BRIZ F, GARCIA P, DEGNER M W, et al. Dynamic behavior of current controllers for selective harmonic compensation in three-phase active power filters [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2013, 49(3):1411-1420.
- [8] 曹武,江楠,刘康礼,等. 改进谐波分次检测结合集中电流环的APF谐波独立控制实现[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3):387-396.
- [9] BRIZ F, GARCIA P, DEGNER M W, et al. Dynamic behavior of current controllers for selective harmonic compensation in three-phase active power filters [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2013, 49(3):1411-1420.
- [10] ZHOU K, YANG Y, BLAABJERG F, et al. Optimal selective harmonic control for power harmonics mitigation [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2015,62(2):1220-1230.
- [11] 杨柳,刘会金,陈允平. 三相四线制系统任意次谐波电流的检测新方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13):41-44.
- [12] WANG Y F, LI Y W. Three-phase cascaded delayed signal cancellation PLL for fast selective harmonic detection [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2013,60(4):1452-1463.
- [13] 吕晓琴,章春军,张秀峰. 三相不对称系统任意次谐波电流检测新方法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(13):93-96.
- [14] 张治俊,李辉,张煦,等. 基于单/双同步坐标系的软件锁相环建模和仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(11):138-144.
- [15] 龚锦霞,解大,张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能[J]. 电工技术学报, 2009(10):94-99.
- [16] AKAGI H, WATANABE E H, AREDES M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning[M]. NJ: Published by John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, 2007.

Detection Method Based on Phase Compensation for Active and Reactive Current of Random Harmonic Current

HU Zengjian, GUI Ning, BAO Xiaolan, KONG Zhaoyang

(School of Information Science and Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: In order to achieve a more refined method for harmonic analysis and governance, it is necessary to accurately detect the active component and reactive component of random harmonic current. The traditional synchronous coordinate transformation method is reformed: initial phase calculation method for network voltage harmonic is constructed based on park transformation. Expanded and generalized park transformation matrix is constructed according to the initial phase to carry out park transformation for current. Then, active component and reactive component of random harmonic current are gained. Besides, improved detection circuit structure is designed, and simulation verification is conducted with matlab/simulink. The research data show that active component and reactive component of current can be extracted accurately to meet particle size measurement requirement of random harmonic.

Key words: voltage distortion; harmonic current active component; active power filter; random harmonic

(责任编辑: 陈和榜)