



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104020351 A

(43) 申请公布日 2014. 09. 03

(21) 申请号 201410289151. 3

(22) 申请日 2014. 06. 24

(71) 申请人 哈尔滨同为电气股份有限公司

地址 150078 黑龙江省哈尔滨市开发区迎宾路集中区鄱阳中街 17 号

(72) 发明人 武健 徐殿国 周维来 何崇飞

(74) 专利代理机构 哈尔滨市松花江专利商标事务所 23109

代理人 张宏威

(51) Int. Cl.

G01R 23/165(2006. 01)

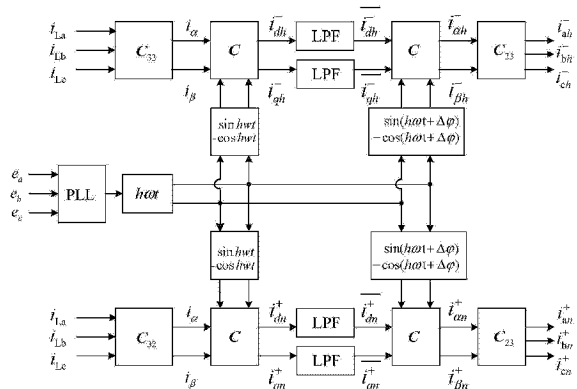
权利要求书3页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法

(57) 摘要

一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法, 涉及负载不平衡系统下的分次谐波检测领域。解决了现有谐波检测方法在对谐波电流进行检测时, 由于没有考虑负载不平衡和有源电力滤波器的补偿情况, 导致检测结果不精确的问题。本发明所提出的分次谐波检测方法能够在负载不平衡系统中检测正序谐波和负序谐波, 同时获得正序谐波和负序谐波的正序分量和负序分量, 能够对任意次谐波进行检测; 同时, 为了提高 APF 的补偿精度, 对任意次谐波进行超前补偿, 实现任意次谐波电流瞬时值的超前预测, 补偿控制系统以及 APF 输出滤波器等引起的相位延迟, 以此使得检测结果更加精准。本发明适用于在负载不平衡系统下进行分次谐波检测。



1. 一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在于,它包括以下步骤:

步骤一、将 APF 输出端公共点 A、B、C 三相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 经过锁相环 PLL 进行锁相,获得 A 相电压基波相位 ωt ,从而获得与三相交流电网电压的 A 相电压同相位的单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$,同时,构成任意 h 次谐波的参考相位 $h \omega t$,以及任意 h 次谐波的正弦信号 $\sin h \omega t$ 和余弦信号 $\cos h \omega t$;

步骤二、将三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 经三相变两相得到 $\alpha \beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β ;

步骤三、将任意 h 次谐波的参考相位 $h \omega t$ 作为角速度矢量,对 $\alpha \beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β 进行同步旋转坐标变换,同时进行相序分离,获得三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$;

步骤四、将三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$ 经过低通滤波器进行滤波,分别获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$;

步骤五、将单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$ 利用三角函数变换获得任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$,其中, $\Delta\varphi$ 为超前角度;

步骤六、将步骤四中获得的三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$ 与步骤五中获得的任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 进行叠加,并经三相变两相得到 $\alpha \beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha n}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta n}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha n}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta n}^-}$;

步骤七、将步骤六获得的 $\alpha \beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha n}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta n}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha n}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta n}^-}$ 经两相变三相的变换后,获得三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{an}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{an}^-}$ 、B 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{bn}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{bn}^-}$ 以及 C 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{cn}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{cn}^-}$;

步骤八、将三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{an}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{an}^-}$ 、B 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{bn}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{bn}^-}$ 以及 C 相谐波电流的正序分量 $\overline{i_{cn}^+}$ 和负序分量 $\overline{i_{cn}^-}$ 分别进行叠加,获得任意 h 次谐波的 A 相谐波电流、B 相谐波电流和 C 相谐波电流,从而完成每相谐波电流的分次检测。

2. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,

其特征在于,任意 h 次谐波中,对于正序谐波,有 $h = 3k+1$;对于负序谐波,有 $h = 3k-1$,其中, k 为自然数。

3. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在于,三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 的表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{La} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \\ i_{Lb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin[h(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \varphi_h] \\ i_{Lc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin[h(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \varphi_h] \end{cases},$$

当 $h = 3k+1$ 时,三相谐波相序顺序为 ABC 依次滞后 120° ,即为正序谐波;当 $h = 3k-1$ 时,三相谐波相序顺序为 ACB 依次滞后 120° ,即为负序谐波;当 $h = 3k$ 时,三相谐波幅值与相位均相等,即为零序谐波, φ_h 为 h 次谐波的初始相位, I_h 为 h 次谐波的电流幅值。

4. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在于,将三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 进行三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β ,所述 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β 的表达式为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(h\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{k=0}^{\infty} -I_{3k+1} \cos((3k+1)\omega t + \varphi_{3k+1}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \cos((3k-1)\omega t + \varphi_{3k-1}) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

5. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在于,将任意 h 次谐波的参考相位 $h\omega t$ 作为角速度矢量,对 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β 进行同步旋转坐标变换,同时进行相序分离,获得三相非线性负载电流的过程为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cosh\omega t & \sinh\omega t \\ \sinh\omega t & -\cosh\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{\infty} I_{3k+1} \cos[(h-(3k+1))\omega t - \varphi_{3k+1}] - \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \cos[(h+3k-1)\omega t + \varphi_{3k-1}] \\ \sum_{k=0}^{\infty} I_{3k+1} \sin[(h-(3k+1))\omega t - \varphi_{3k+1}] - \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \sin[(h+(3k-1))\omega t + \varphi_{3k-1}] \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

6. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在干,将三相非线性负载电流经过低通滤波器进行滤波获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的过程为:

$$\begin{bmatrix} \overline{i_{dh}} \\ \overline{i_{qh}} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \pm I_h \cos(\varphi_h) \\ I_h \sin(-\varphi_h) \end{bmatrix},$$

当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

7. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在干,将三相非线性负载任意 h 次谐波电流与任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 进行叠加,并经三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的过程为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \Delta\varphi) & \sin(h\omega t + \Delta\varphi) \\ \sin(h\omega t + \Delta\varphi) & -\cos(h\omega t + \Delta\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_{dh}} \\ \overline{i_{qh}} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h + \Delta\varphi) \\ \mp I_h \cos(h\omega t \pm \varphi_h + \Delta\varphi) \end{bmatrix},$$

当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

8. 根据权利要求 1 所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在干,步骤八中获得的任意 h 次谐波的 A 相谐波电流、B 相谐波电流和 C 相谐波电流的表达式为:

$$\begin{aligned} i_{ah} &= \sqrt{2} I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h + \Delta\varphi) \\ i_{bh} &= \sqrt{2} I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h \mp 2\pi/3 + \Delta\varphi), \\ i_{ch} &= \sqrt{2} I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h \pm 2\pi/3 + \Delta\varphi) \end{aligned}$$

当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法

技术领域

[0001] 本发明涉及负载不平衡系统下的分次谐波检测领域。

背景技术

[0002] 谐波电流检测是有源电力滤波器 (APF) 中非常重要的一环,在一定程度上决定了有源滤波器的性能。基于瞬时功率理论的谐波全补偿策略已经十分成熟,然而该方法在实际应用中却存在无法限幅及带宽过宽等现实问题,因而选择性补偿策略更为适宜。

[0003] 选择性补偿策略是相对于全补偿策略而言的。全补偿策略的补偿目标是补偿后电网只剩基波正序有功电流,其余的成分全部被补偿掉;而选择性补偿策略则可任意选择某些待补偿成分,这样的结果是电网电流除了基波正序有功分量外还存在其它分量,而 APF 在效率和灵活性方面却得到了提高。实际应用的 APF 通常采用选择性补偿策略,原因如下:(1) APF 作为一种有源装置,其带宽是有限的。随着谐波次数的提高,APF 的补偿性能随之下降。通过大量的实践证明,APF 对于 20 次以上的谐波的补偿效果较差,而这些谐波在实际配电网中含量是很少的,不予补偿亦无甚影响。(2) 采用全补偿策略的 APF 无法准确对发出电流的成分限幅,它只能将电流参考的最大值进行限制,造成新的谐波的引入。而选择性补偿策略可以精确对无功及各次谐波电流的有效值进行限幅,同时不引入新的谐波成分。(3) 实际配电网存在一些固有谐振点,APF 可以通过选择性补偿策略避开固有谐振点,保障系统稳定性。

[0004] APF 要实现选择性谐波补偿的功能,就需要进行各次谐波电流的单独提取。某些场合,由于负载不平衡的原因,谐波也会出现不对称,即不论是正序谐波、负序谐波或是零序谐波都同时存在正序分量、负序分量和零序分量,正如对称分量法所定义的一样。因此,对于需要补偿的各次谐波,必须分别检测其正序、负序以及零序分量。

发明内容

[0005] 本发明为了解决现有谐波检测方法在对谐波电流进行检测时,由于没有考虑负载不平衡和有源电力滤波器的补偿情况,导致检测结果不精确的问题,提出了一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法。

[0006] 一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法,其特征在于,它包括以下步骤:

[0007] 步骤一、将 APF 输出端公共点 A、B、C 三相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 经过锁相环 PLL 进行锁相,获得 A 相电压基波相位 ωt ,从而获得与三相交流电网电压的 A 相电压同相位的单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$,同时,构成任意 h 次谐波的参考相位 $h \omega t$,以及任意 h 次谐波的正弦信号 $\sinh \omega t$ 和余弦信号 $\cosh \omega t$;

[0008] 步骤二、将三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 经三相变两相得到 $\alpha \beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β ;

[0009] 步骤三、将任意 h 次谐波的参考相位 $h \omega t$ 作为角速度矢量,对 $\alpha \beta$ 坐标下负载三

相电流 i_a 和 i_b 进行同步旋转坐标变换,同时进行相序分离,获得三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 i_{dn}^+ 、q 轴正序分量 i_{qn}^+ 、d 轴负序分量 i_{dn}^- 和 q 轴负序分量 i_{qn}^- ;

[0010] 步骤四、将三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 i_{dn}^+ 、q 轴正序分量 i_{qn}^+ 、d 轴负序分量 i_{dn}^- 和 q 轴负序分量 i_{qn}^- 经过低通滤波器进行滤波,分别获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$;

[0011] 步骤五、将单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$ 利用三角函数变换获得任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$, 其中, $\Delta\varphi$ 为超前角度;

[0012] 步骤六、将步骤四中获得的三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dn}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qn}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dn}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qn}^-}$ 与步骤五中获得的任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 进行叠加,并经三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha n}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta n}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha n}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta n}^-}$;

[0013] 步骤七、将步骤六获得的 $\alpha\beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha n}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta n}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha n}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta n}^-}$ 经两相变三相的变换后,获得三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 i_{an}^+ 和负序分量 i_{an}^- 、B 相谐波电流的正序分量 i_{bn}^+ 和负序分量 i_{bn}^- 以及 C 相谐波电流的正序分量 i_{cn}^+ 和负序分量 i_{cn}^- ;

[0014] 步骤八、将三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 i_{an}^+ 和负序分量 i_{an}^- 、B 相谐波电流的正序分量 i_{bn}^+ 和负序分量 i_{bn}^- 以及 C 相谐波电流的正序分量 i_{cn}^+ 和负序分量 i_{cn}^- 分别进行叠加,获得任意 h 次谐波的 A 相谐波电流、B 相谐波电流和 C 相谐波电流,从而完成每相谐波电流的分次检测。

[0015] 有益效果:本发明所提出的分次谐波检测方法能够在负载不平衡系统中检测正序谐波和负序谐波,同时获得正序谐波和负序谐波的正序分量和负序分量,使得检测数据更加多样,为谐波电流检测结果提供更多的数据支持,还能够对任意次谐波进行检测;同时,为了提高 APF 的补偿精度,对任意次谐波进行超前补偿,实现任意次谐波电流瞬时值的超前预测,补偿控制系统以及 APF 输出滤波器等引起的相位延迟,以此使得检测结果更加精准。

附图说明

[0016] 图 1 为本发明所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的原理图;

- [0017] 图 2 为谐波与无功负载电流的关系波形图；
 [0018] 图 3 为 5 次谐波电流波形图；
 [0019] 图 4 为 7 次谐波电流波形图；
 [0020] 图 5 为 11 次谐波电流波形图；
 [0021] 图 6 为 13 次谐波电流波形图；
 [0022] 图 7 为 17 次谐波的电流波形图。

具体实施方式

[0023] 具体实施方式一、结合图 1 说明本具体实施方式，本具体实施方式所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法包括以下步骤：

[0024] 步骤一、将 APF 输出端公共点 A、B、C 三相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 经过锁相环 PLL 进行锁相，获得 A 相电压基波相位 ωt ，从而获得与三相交流电网电压的 A 相电压同相位的单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$ ，同时，构成任意 h 次谐波的参考相位 $h\omega t$ ，以及任意 h 次谐波的正弦信号 $\sin h\omega t$ 和余弦信号 $\cos h\omega t$ ；

[0025] 步骤二、将三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 经三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β ；

[0026] 步骤三、将任意 h 次谐波的参考相位 $h\omega t$ 作为角速度矢量，对 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β 进行同步旋转坐标变换，同时进行相序分离，获得三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dh}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qh}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dh}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qh}^-}$ ；

[0027] 步骤四、将三相非线性负载电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dh}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qh}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dh}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qh}^-}$ 经过低通滤波器进行滤波，分别获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dh}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qh}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dh}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qh}^-}$ ；

[0028] 步骤五、将单位正弦信号 $\sin \omega t$ 和单位余弦信号 $\cos \omega t$ 利用三角函数变换获得任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ ，其中， $\Delta\varphi$ 为超前角度；

[0029] 步骤六、将步骤四中获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的 d 轴正序分量 $\overline{i_{dh}^+}$ 、q 轴正序分量 $\overline{i_{qh}^+}$ 、d 轴负序分量 $\overline{i_{dh}^-}$ 和 q 轴负序分量 $\overline{i_{qh}^-}$ 与步骤五中获得的任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 进行叠加，并经三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha h}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta h}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha h}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta h}^-}$ ；

[0030] 步骤七、将步骤六获得的 $\alpha\beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的 α 正序分量 $\overline{i_{\alpha h}^+}$ 、 β 正序分量 $\overline{i_{\beta h}^+}$ 、 α 负序分量 $\overline{i_{\alpha h}^-}$ 和 β 负序分量 $\overline{i_{\beta h}^-}$ 经两相变三相的变换后，获得三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 i_{ah}^+ 和负序分量 i_{ah}^- 、B 相谐波电流的正序分量 i_{bh}^+ 和

负序分量 \bar{i}_{bh}^- 以及 C 相谐波电流的正序分量 \bar{i}_{cn}^+ 和负序分量 \bar{i}_{ch}^- ;

[0031] 步骤八、将三相非线性负载任意 h 次谐波的 A 相谐波电流的正序分量 \bar{i}_{an}^+ 和负序分量 \bar{i}_{ah}^- 、B 相谐波电流的正序分量 \bar{i}_{bn}^+ 和负序分量 \bar{i}_{bh}^- 以及 C 相谐波电流的正序分量 \bar{i}_{cn}^+ 和负序分量 \bar{i}_{ch}^- 分别进行叠加, 获得任意 h 次谐波的 A 相谐波电流、B 相谐波电流和 C 相谐波电流, 从而完成每相谐波电流的分次检测。

[0032] 本实施方式中, 在提取某次谐波时, 其他谐波分量不再变为三相对称系统时的 6 次谐波的倍数频率, 而是变为 2 次谐波的倍数频率, 应采用数据段长度为半个周波的滑窗平均值滤波器, 该滤波器窗宽为半个周波, 实时采样最新数据的同时去除之前较旧的数据, 滑动循环存储数据, 同时系统的稳定时间也将延长至半个基波周期。

[0033] 本实施方式中, 为了提高 APF 的补偿精度, 对各次谐波进行超前补偿, 利用三角函数变换获得任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$, 超前角度 $\Delta\varphi$ 由 APF 拓扑和控制延时决定, 将超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 与三相非线性负载任意 h 次谐波电流进行叠加, 进而实现各次谐波电流瞬时值的超前补偿, 补偿控制系统以及 APF 输出滤波器等引起的相位延迟。

[0034] 具体实施方式二、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于, 任意 h 次谐波中, 对于正序谐波, 有 $h = 3k+1$; 对于负序谐波, 有 $h = 3k-1$, 其中, k 为自然数。

[0035] 具体实施方式三、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于, 三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 的表达式分别为:

[0036]

$$\begin{cases} i_{La} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \\ i_{Lb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin[h(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \varphi_h] \\ i_{Lc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin[h(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \varphi_h] \end{cases},$$

[0037] 当 $h = 3k+1$ 时, 三相谐波相序顺序为 ABC 依次滞后 120° , 即为正序谐波; 当 $h = 3k-1$ 时, 三相谐波相序顺序为 ACB 依次滞后 120° , 即为负序谐波; 当 $h = 3k$ 时, 三相谐波幅值与相位均相等, 即为零序谐波, φ_h 为 h 次谐波的初始相位, I_h 为 h 次谐波的电流幅值。

[0038] 三相不平衡系统中, 可以将电流表示为正序谐波组和负序谐波组电流之和。

[0039] 具体实施方式四、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于, 将三相非线性负载的 A 相输入电流 i_{La} 、B 相输入电流 i_{Lb} 和 C 相输入电流 i_{Lc} 进行三相变两相得到 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β , 所述 $\alpha\beta$ 坐标下负载三相电流 i_α 和 i_β 的表达式为:

[0040]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(h\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{k=0}^{\infty} -I_{3k+1} \cos((3k+1)\omega t + \varphi_{3k+1}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \cos((3k-1)\omega t + \varphi_{3k-1}) \end{bmatrix} \circ \end{aligned}$$

[0041] 具体实施方式五、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于,将任意 h 次谐波的参考相位 $h\omega t$ 作为角速度矢量,对 $\alpha \beta$ 坐标下负载三相电流 i_a 和 i_β 进行同步旋转坐标变换,同时进行相序分离,获得三相非线性负载电流的过程为:

[0042]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos h\omega t & \sin h\omega t \\ \sin h\omega t & -\cos h\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{\infty} I_{3k+1} \cos[(h-(3k+1))\omega t - \varphi_{3k+1}] - \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \cos[(h+3k-1)\omega t + \varphi_{3k-1}] \\ \sum_{k=0}^{\infty} I_{3k+1} \sin[(h-(3k+1))\omega t - \varphi_{3k+1}] - \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k-1} \sin[(h+(3k-1))\omega t + \varphi_{3k-1}] \end{bmatrix} \circ \end{aligned}$$

[0043] 具体实施方式六、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于,将三相非线性负载电流经过低通滤波器进行滤波获得三相非线性负载任意 h 次谐波电流的过程为:

[0044]

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \pm I_h \cos(\varphi_h) \\ I_h \sin(-\varphi_h) \end{bmatrix},$$

[0045] 当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

[0046] 具体实施方式七、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于,将三相非线性负载任意 h 次谐波电流与任意 h 次谐波的超前正弦信号 $\sin(h\omega t + \Delta\varphi)$ 和超前余弦信号 $\cos(h\omega t + \Delta\varphi)$ 进行叠加,并经三相变两相得到 $\alpha \beta$ 坐标下任意 h 次谐波电流的过程为:

[0047]

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \Delta\varphi) & \sin(h\omega t + \Delta\varphi) \\ \sin(h\omega t + \Delta\varphi) & -\cos(h\omega t + \Delta\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h + \Delta\varphi) \\ \mp I_h \cos(h\omega t \pm \varphi_h + \Delta\varphi) \end{bmatrix},$$

[0048] 当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

[0049] 具体实施方式八、本具体实施方式与具体实施方式一所述的一种负载不平衡系统下的适用于 APF 的分次谐波检测方法的区别在于,步骤八中获得的任意 h 次谐波的 A 相谐波电流、B 相谐波电流和 C 相谐波电流的表达式为:

[0050]

$$i_{ah} = \sqrt{2}I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h + \Delta\varphi)$$

[0051]

$$i_{bh} = \sqrt{2}I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h \mp 2\pi/3 + \Delta\varphi),$$

[0052]

$$i_{ch} = \sqrt{2}I_h \sin(\pm h\omega t + \varphi_h \pm 2\pi/3 + \Delta\varphi)$$

[0053] 当提取正序谐波时,该表达式取 \pm 中的正符号;当提取负序谐波时,该表达式取 \pm 中的负符号。

[0054] 对本发明所述方法进行编程,再利用数字信号处理器调试软件 CCS 自带的绘图功能即可得到如图 2 所示的谐波与无功负载电流的关系波形图,图中,纵坐标为电流幅值,横坐标为一个工频周期 (20ms) 内的采样点数,采样频率为 16KHz,经过本发明提出的分次谐波检测方法进行分次谐波检测后,得到了 5 次谐波、7 次谐波、11 次谐波、13 次谐波和 17 次谐波的电流波形图,如图 3- 图 7 所示,从图中可以看出,各次谐波通过本发明提出的检测方法都得到了准确的检测。

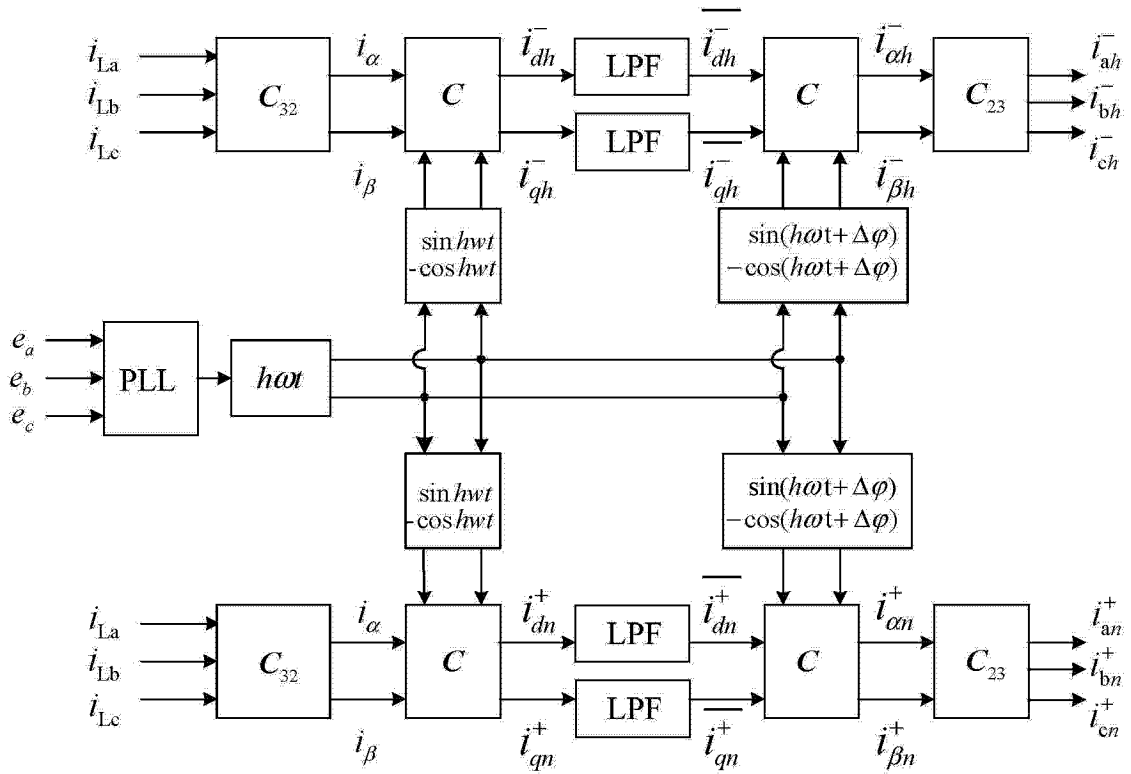


图 1

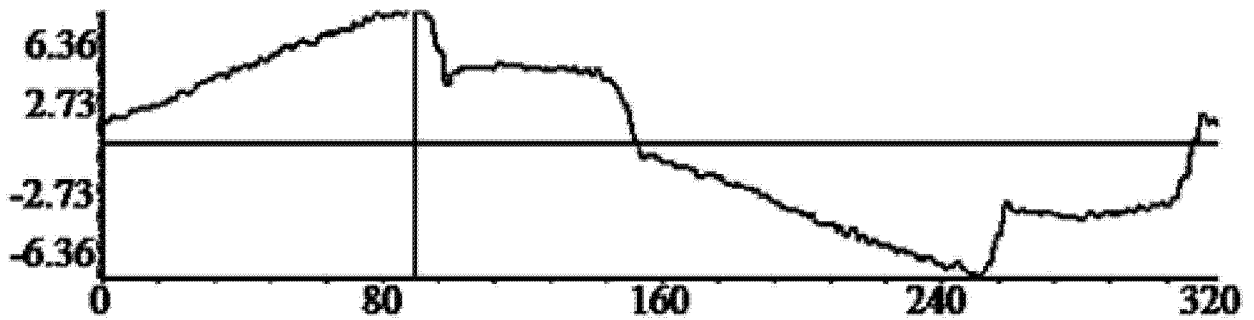


图 2

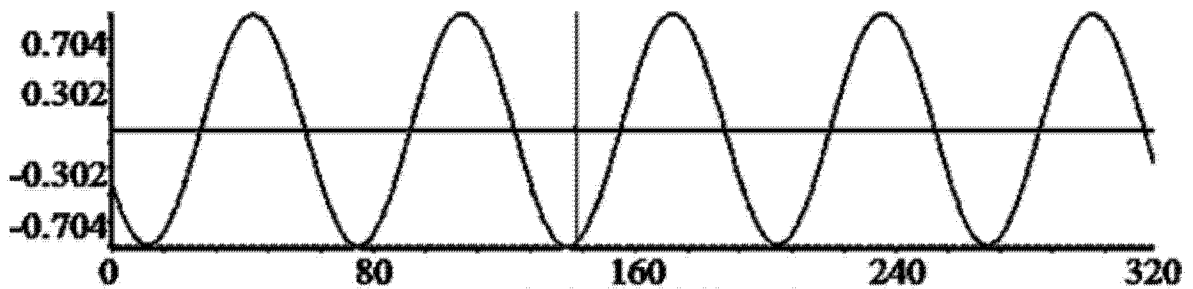


图 3

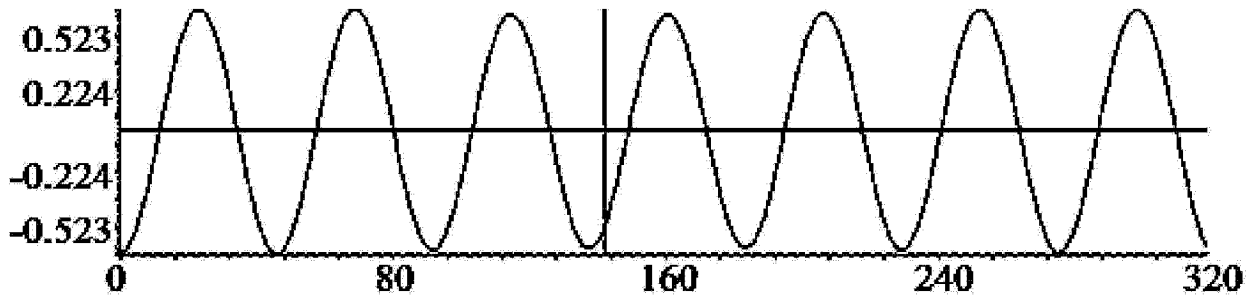


图 4

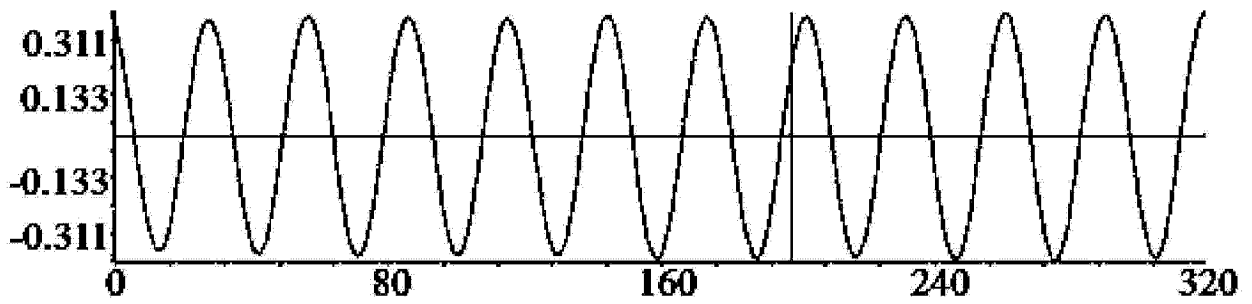


图 5

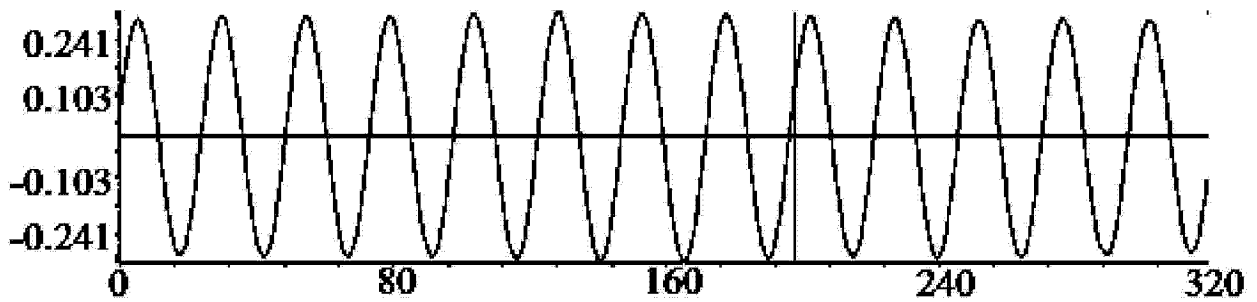


图 6

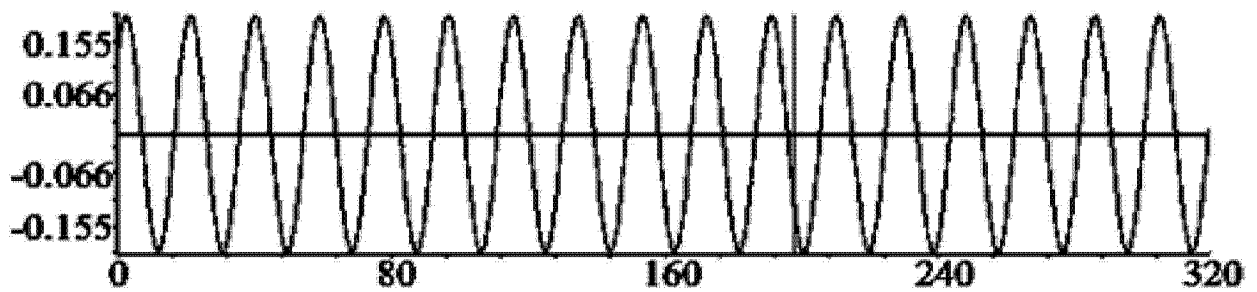


图 7