

文章编号: 1001-0920(2002)02-0187-04

有源滤波器参考电流和电网电压的同步

王莉娜, 姜 勇, 罗 安

(中南大学 信息工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 提出一种并联型有源滤波器参考电流的测定方法, 并推导出一种新的同步原理。通常的同步方法是基于检测电网电压过零点, 由于电压信号对于干扰很敏感, 尤其在过零点附近, 容易产生错误的同步脉冲信号, 导致完全错误的参考电流。所提出的新方法在线检测电网电压和负载电流, 并在线计算电源基波电压, 不仅可完全补偿无功功率, 抑制谐波电流, 而且能快速跟踪负载电流的变化。

关键词: 电力滤波器; 无功功率; 同步

中图分类号: TM 74 **文献标识码:** A

Synchronization of active filter current reference to the network

WANG Li-na, JIANG Yong, LUO An

(College of Information and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: An improved method to determine active filter current reference is presented. A new principle of synchronization is proposed. The common synchronization is based on net voltage zero-crossing detection. Since it is very sensitive to disturbances especially at the values close to zero, false synchronization pulses can be generated. The proposed method measures net voltage and load current, and calculates net voltage fundamental component on line. As a result, the whole reactive power can be compensated, the harmonic distortion is greatly attenuated and load current change can be quickly responded.

Key words: power filter; reactive power; synchronization

1 引 言

电力网中大量使用的电力电子装置, 是引起电压波形畸变和功率因数降低的主要原因。为了改善供电质量, 一方面需要设计新型的电力电子装置来克服这些问题, 另一方面需要采用有源滤波器进行谐波和无功补偿^[1]。为了得到高性能的有源滤波器, 需要有正确的控制策略, 首先根据运行特征(如负载电流和电网电压)准确测定有源滤波器的参考电流,

然后控制有源滤波器, 使其产生的补偿电流等于参考电流值。

目前, 有源滤波器参考电流的测定方法有多种^[2], 加上新型的微控制器技术, 配以合适的 A/D 和 D/A 转换器, 使得所有的计算均可在线实时进行。对于这些确定有源滤波器参考电流的方法, 由于微控制器的内部时基不可能和电网频率完全吻合, 所以必须定期进行与电网电压同步的操作。常用的同步方法是检测电网电压的过零点^[3], 但是电压信

收稿日期: 2000-11-13; 修回日期: 2001-01-19

基金项目: 湖南省重点攻关项目(98JJY2043)

作者简介: 王莉娜(1977—), 女, 河南郑州人, 博士生, 从事电力系统谐波和有源电力滤波器的研究; 罗安(1957—), 男, 湖南长沙人, 教授, 博士生导师, 从事现代电力系统自动化的研究。

号对干扰很敏感,容易产生错误的同步信号,为使有源滤波器稳定无误地运行,必须采用特殊的算法,分清正确和错误的同步信号。

本文针对三相并联型有源滤波器,提出一种有源滤波器参考电流的确定方法,推导出一种新的同步原理,并从理论上和实践上证明了该方法的有效性。

2 有源滤波器参考电流的测定

三相并联型有源滤波器的基本原理在于控制有源滤波器的功率模块,强迫补偿电流流入滤波器支路。有源滤波器原理如图 1 所示,其中

$$i_F = i_0 - i_l \quad (1)$$

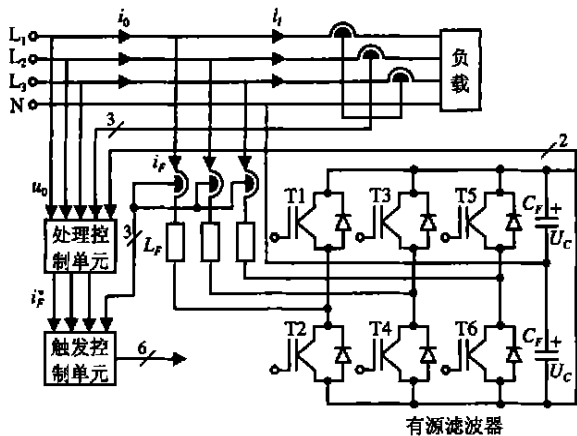


图 1 三相并联型有源电力滤波器原理图

经有源滤波器补偿后,期望的电源电流无功功率为零,电网电压和电流之比为恒值,即

$$R^* = u_0 / i_0 \quad (2)$$

R^* 实际上相当于滤波器-负载的等效阻抗。理想情况下,滤波器只提供无功功率,吸收的有功功率为 0,即

$$P_F(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u_0 i_F d\tau = 0 \quad (3)$$

由式(1)~(3),得

$$R^* = \frac{\int_{t-T}^t u_0^2 d\tau}{\int_{t-T}^t u_0 i_F d\tau} \quad (4)$$

$$i_F = \frac{1}{R^*} u_0 - i_l \quad (5)$$

虽然根据式(5)计算的有源滤波器参考电流对无功功率进行了完全补偿,但它不能改变电压和电流的波形畸变,电网中谐波仍然存在,所以对式(5)进行修正。若只考虑电网电压基波

$$u_{01} = C_{01} \sin(\omega_0 t) \quad (6)$$

则式(5)可修正为

$$i_F = \frac{1}{R^*} u_{01} - i_l \quad (7)$$

3 与电网电压同步的新方法

由于电网电流和电网电压是匹配的,根据式(5)确定滤波器参考电流不需要同步,但是负载基波电流或电网基波电压的计算却需要与电网电压同步。根据式(6)计算电网基波电压,同步正弦信号由控制单元产生。一般地,电网基波电压可表示为

$$u_{01} = C_{01} \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (8)$$

式中 φ 为电网基波电压与内部(处理控制单元)生成正弦波之间的相位差,所以

$$u_{01} = A_1 \sin(\omega_0 t) + B_1 \cos(\omega_0 t) \quad (9)$$

式中

$$A_1(t) = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t u_{01} \sin(\omega_0 \tau) d\tau \quad (10)$$

$$B_1(t) = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t u_{01} \cos(\omega_0 \tau) d\tau \quad (11)$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ 为电网角频率,傅立叶系数 A_1 和 B_1 依赖于 φ 与起始时刻有关。

实际上,所有计算都是由处理控制单元根据其内部时基 w 实现的,而 w 与电网频率 ω_0 不可能完全相等,总有少许差别,因此式(10)和(11)应修正为(上标 * 表示计算值)

$$A_1^*(t) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t u_{01} \sin(w \tau) d\tau \quad (12)$$

$$B_1^*(t) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t u_{01} \cos(w \tau) d\tau \quad (13)$$

式中,用 $T = 2\pi/w$ 代替 T_0 ,用 A_1^* 和 B_1^* 代替式(9)中的 A_1 和 B_1 。重新计算电网基波电压

$$u_{01}^* = A_1^* \sin(wt) + B_1^* \cos(wt) \quad (14)$$

显然,修正后不再需要内部生成正余弦信号和电网电压的同步操作。下面证明该结论的正确性。

假设电网电压波形没有畸变(即 $u_0 = u_{01}$, 电网电压波形畸变的情况将在后面讨论),并且起始点为基波电压过零点(即 $u_{01} = C_{01} \sin(\omega_0 t)$),则根据式(12)和(13)得

$$A_1^* = \frac{C_{01} \omega}{\pi} \sin\left(\frac{\omega_0}{w}\right) \left\{ \frac{1}{\omega_0 - w} \cos((\omega_0 - w)t) - \frac{1}{\omega_0 + w} \cos((\omega_0 + w)t) \right\} \quad (15)$$

$$B_1^* = \frac{C_{01}w}{\pi} \sin\left(\frac{w_0}{w}\pi\right) \left\{ \frac{1}{w_0 - w} \sin((w_0 - w)t - \frac{w_0}{w}\pi) + \frac{1}{w_0 + w} \sin((w_0 + w)t - \frac{w_0}{w}\pi) \right\} \quad (16)$$

傅立叶系数 A_1^* 和 B_1^* 随时间变化,变化频率在于 w 与 w_0 的差别。当 $w \rightarrow w_0$ 时,有

$$\begin{cases} \lim_{w \rightarrow w_0} A_1^* = C_{01} \cos \varphi \\ \lim_{w \rightarrow w_0} B_1^* = C_{01} \sin \varphi \end{cases} \quad (17)$$

式中 $\varphi = w_0 \tau$, τ 为起始时刻。

用 A_1^* 和 B_1^* 重新计算,得基波幅值的计算值

$$C_1^* = C_{01} \frac{w}{\pi} \frac{1}{D_1 D_2} \quad (18)$$

其中

$$D_1 = \frac{2 \sin^2\left(\frac{w_0}{w}\pi\right)}{(w_0 - w)^2 (w_0 + w)^2}$$

$$D_2 = w_0^2 + w^2 - (w_0^2 - w^2) \cos\left(2w_0 t - \frac{w_0}{w} 2\pi\right)$$

图 2 给出了 A_1^* , B_1^* 和 C_1^* 随时间变化的情况,其中电网频率 $f_0 = 50$ Hz, $C_{01} = 1$, 内部生成频率 $f = 49.5$ Hz。由图 2 可知,尽管 A_1^* 和 B_1^* 随时间不断变化,但 C_1^* 基本保持不变,且近似等于 C_{01} ,与起始时刻无关。对于其它的内部生成频率 f ,也可得到同样结论。

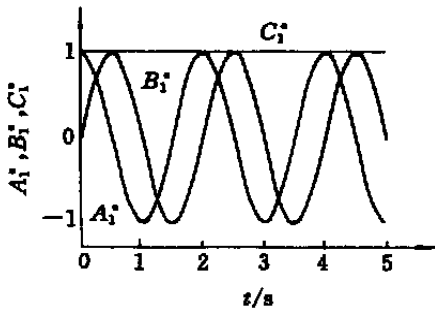


图 2 A_1^* , B_1^* 和 C_1^* 与时间的关系

下面讨论电网电压波形存在畸变的情况。 k 次谐波对基波电压幅值计算值 C_1^* 的最大影响为

$$C_{1k}^* = \frac{C_{0k}w}{\pi} \left| \sin\left(\frac{k w_0}{w}\pi\right) \right| \left| \frac{1}{k w_0 - w} + \frac{1}{k w_0 + w} \right| \quad (19)$$

如图 3 所示,当生成频率在允许误差范围内 ($0.98f_0 \leq f \leq 1.02f_0$) 时, C_{1k}^* 远小于 C_1^* , 谐波电压对基波电压幅值的计算值 C_1^* 的影响可以忽略不计,完全可用计算的电网电压基波代替实际电网电

压基波。

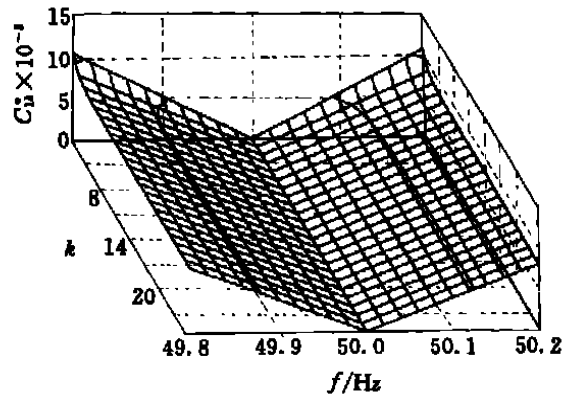


图 3 k 对 C_1^* 的影响及与 f 的关系

4 仿真示例

为了验证这种滤波器参考电流测定方法的正确性和有效性,我们设计了一套实验样机,其原理如图 1 所示。处理控制单元采用 8098 单片机,电压型逆变器由 IGBT 模块组成,直流侧电容均为 3 300 μ F,滤波器支路电感 $L_F = 15$ mH,用来抑制滤波器电流的波动。谐波源为 6-脉冲整流器,向 R-L 负载供电。处理控制单元在线检测负载电流和电网电压,每周采样 N 次。采样周期主要取决于控制器单相电压的处理时间,其取值应使三相参考电流值的计算有足够的时间完成,本实验系统采样周期定为 $T = 156.25 \mu$ s ($N = 128$)。根据其内部时基 w 构造基波电压信号,在每个采样点进行一,则有

$$u_{01}^*(m) = A_1^*(m) \sin\left[2\pi \frac{m}{N}\right] + B_1^*(m) \cos\left[2\pi \frac{m}{N}\right] \quad (20)$$

其中

$$A_1^*(m) = \frac{2}{N} \sum_{k=m-N+1}^m u_0(k) \sin\left[2\pi \frac{k}{N}\right] \quad (21)$$

$$B_1^*(m) = \frac{2}{N} \sum_{k=m-N+1}^m u_0(k) \cos\left[2\pi \frac{k}{N}\right] \quad (22)$$

傅立叶系数 A_1^* 和 B_1^* 在每个采样点更新一次, w_0 保留使用前 N 个采样值。为了减小参考电流的计算时间,可对式 (20) ~ (22) 中用到的正余弦值事先建表,并存储在内存中,使用时直接读表。根据负载电流采样值和电网基波电压计算值,在线计算滤波器参考电流值

$$i_F^* = \frac{1}{R^*} u_{01}^*(m) - i \quad (23)$$

$$R^*(m) = \frac{m}{k=m-N+1} u^2(k) \setminus \frac{m}{k=m-N+1} u^0(k) i^i(k) \quad (24)$$

R^* 在每个采样点也要更新一次。

实验结果如图 4 所示, 图中 CH1 为负载电流, CH2 为补偿后的电网电流。理想的有源滤波器补偿电流应能快速响应负载电流的变化, 但在本实验系统中, 实际的有源滤波器电流并没有很好地跟踪其参考电流, 出现了尖峰信号。这是因为为了减小滤波器电流的波动和保护功率开关, 在有源滤波器支路采用电感来限制电流陡度而造成的。

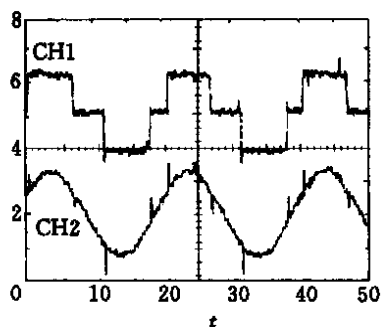


图 4 负载电流(CH1)和补偿后的电网电流(CH2)

为了验证有源滤波器抑制谐波的有效性, 人为地增加线路阻抗, 模拟一个低效率的交流供电系统, 使电压波形畸变更突出。当没有安装有源滤波器时, 电网电压和电压基波计算值如图 5 所示。由于电压波形畸变严重($\text{THD} = 43.9\%$), 基于电压过零检测实现同步相当困难。当有源滤波器投入时, 电源电压和负载电流波形如图 6 所示, 由图可见, 电网电压波形得到了明显改善($\text{THD} = 4.7\%$)。

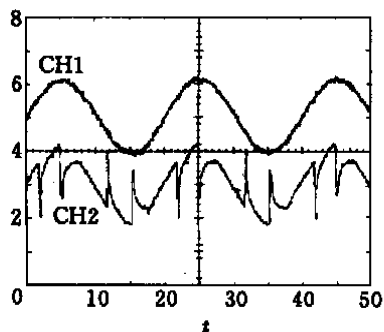


图 5 电网电压(CH2)和电网基波电压计算值(CH1)

至此, 已经验证了基于本文方法的有源滤波器的基本功能, 如抑制谐波($\text{THD} < 5\%$) 和改善功率因数($\cos\varphi$ 到达 0.99)。本文提出的新型的有源滤波器参考电流确定法具有快速跟踪负载电流变化的优点, 实验结果如图 7 所示。

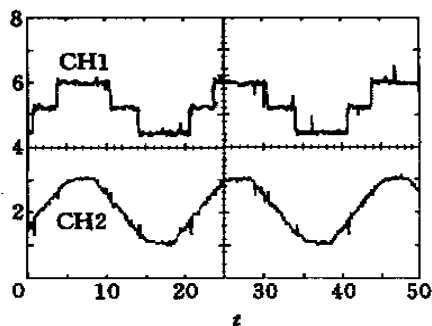


图 6 补偿后负载电流(CH1)和电网电压(CH2)

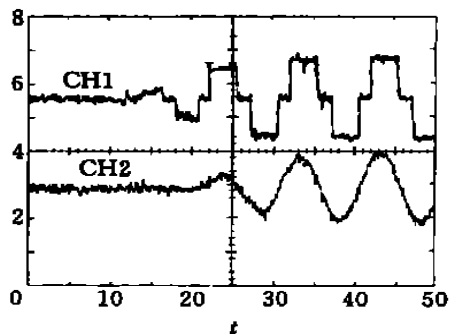


图 7 负载电流变化时(CH1)电网电流的响应(CH2)

5 结 论

三相并联型有源滤波器参考电流的测定是滤波器控制的关键环节, 它直接影响到滤波器的滤波性能。本文提出一种新的确定有源滤波器参考电流的方法, 并推导出一种新的与电网电压同步的原理。这种新方法基于在线计算电网基波电压, 同步原理蕴含于计算有源滤波器参考电流的过程当中。理论和实践均证明, 该方法不受电压波形畸变和处理控制单元内部频率与电网频率差别的影响, 可快速跟踪负载电流的变化, 运行稳定, 并能克服电压过零检测法在电压波形畸变严重时难以准确实现同步的缺陷。这种方法不仅可用于有源滤波器, 也可用于其它电力电子装置。

参考文献(References):

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998. 245-294.
- [2] H Akagi. New trends in active filters for power conditioning[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1996, 32(6): 1313-1322.
- [3] O Vainio, S J Ovaska. Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering[J]. IEEE Trans on Ind Electr, 1995, 42(2): 58-62.