

UPQC 并联侧基于滑窗迭代和滞环控制算法^①

李 丽

(辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105)

摘 要: 针对统一电能质量调节器(UPQC) 并联侧提出一种基于坐标变换的离散傅里叶(DFT) 滑窗迭代谐波电流检测算法和恒频滞环控制算法, 该检测与控制算法能够提高谐波检测速度, 加强谐波检测同步性, 实时性好的优点. 最后通过 Matlab/Simulink 平台进行了仿真. 在实验室条件下设计了一套小功率的 UPQC 装置, 并成功将其应用于 UPQC 中, 仿真和实验结果验证了以上检测与控制算法的有效性和可行性.

关键词: UPQC; DFT 滑窗迭代; 谐波检测; 滞环控制

Sliding Window Iteration and Hysteresis Control Algorithm For UPQC Parallel Side

LI Li

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In this paper, according to unified power quality conditioner (UPQC) parallel side, an algorithm based on a coordinate transformation of discrete Fourier (DFT) sliding window iterative harmonic current detection and a constant frequency hysteresis control algorithm are proposed. The detection and control algorithm can improve the harmonic detection speed, strengthen the harmonic detection synchronicities, real-time good points. Finally through Matlab/Simulink platform is simulated. The condition of the laboratory design a set of small power UPQC device, and successfully applied to the UPQC, simulation and experimental results demonstrate the above test and control algorithm is effective and feasible.

Key words: UPQC; DFT sliding window iterative; harmonic detection; hysteresis control

1 引言

近年来, 电力电子设备的使用使得电网谐波和无功增加, 导致电能质量下降. 统一电能质量调节器(UPQC)结合了串联型补偿装置和并联型补偿装置的功能^[1], 可对电网电压和负载谐波进行综合补偿, 快速准确的电流检测与控制跟踪是 UPQC 设计的关键. 文献[2]介绍了 DFT 滑窗迭代算法, 需要对三相电流中每一相的谐波电流分别进行检测, 运算量比较大. 本文对此检测算法进行了改进, 提出了一种基于坐标变换的离散傅里叶(DFT) 滑窗迭代谐波电流检测算法. 该算法这种算法主要是通过保留原始数据, 更新新数据的方式来减少计算量, 以达到算法快速性的要求. 并在扇合矢量的基础上将三相电流变为两项基波电流, 提高了电流检测速度. 传统滞环控制由于仅选用

了最佳接近的空间矢量来参与控制, 开关频率仍有波动, 只能实现近似的恒频, 这给电流滞环控制型逆变器的滤波器设计带来了很大难度^[3], 为保留滞环控制的优点, 克服其缺点, 提出了恒频滞环控制方法, 这种算法能够平滑调节环宽, 使电流控制开关频率近似恒定, 并且具有精度高, 响应速度快的优点, 将以上检测与控制算法结合应用于 UPQC 提高了其无功动态补偿效果, 具有很好的工业应用价值^[4].

2 基于坐标变换的DFT滑窗迭代电流检测算法

2.1 滑窗迭代 DFT 算法

对于一个任意的有限带宽的周期信号 $u(t)$, 若其周期为 T , 频带宽度为基波角频率 $\omega \sim H_{\max} \times \omega$. 每周

^① 收稿时间:2012-04-09;收到修改稿时间:2012-05-28

期采样次数为 N ，采样时间间隔为 $\tau = T/N$ ， i 为当前周期内第 i 次采样，则其离散采样序列 $u(i\tau)$ 的离散傅里叶表达式为：

$$u(i\tau) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_n \cos(nw i\tau) + B_n \sin(nw i\tau) \quad (1)$$

$$\begin{cases} A_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u(\tau i) \\ A_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u(\tau i) \cos(nw i\tau) \\ B_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u(\tau i) \sin(nw i\tau) \end{cases} \quad (2)$$

对原有离散傅里叶算法进行改进， N_{new} 为最新采样点数据，滑窗长度为 $N = N_{new} - (N_{new} - N + 1) + 1$ ，以 $N_{new} - N + 1$ 代替 $i = 0$ ， $i = N_{new}$ 代替 $N - 1$ ，在旧数据的基础上做一次加减运算后可得到新的采样点数据。大大减小了运算量，提高了采样数据的更新速度，满足了谐波检测实时性要求。改进后的公式如下：

$$\begin{cases} A_n = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{new}-N+1}^{N_{new}} u(\tau i) \cos(nw i\tau) \\ B_n = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{new}-N+1}^{N_{new}} u(\tau i) \sin(nw i\tau) \end{cases} \quad (3)$$

UPQC 并联侧有源滤波器按电流源方式工作，主要解决电流谐波，将基波含量用 DFT 算法检测出来，与电网电流相减可得出谐波电流分量之和。 A_1, B_1 即为基波含量，可表示为：

$$u_1(k\tau) = A_1 \cos(wk\tau) + B_1 \sin(wk\tau) \quad (4)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{new}-N+1}^{N_{new}} u(\tau i) \cos(wi\tau) \\ B_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{new}-N+1}^{N_{new}} u(\tau i) \sin(wi\tau) \end{cases} \quad (5)$$

2.2 基于坐标变换的 DFT 滑窗迭代算法

该算法是在 DFT 滑窗迭代的基础上运用扇合矢量^[5]加以改进，两种扇合矢量 $\hat{i}_{\alpha\beta}$ ， \hat{i}_{abc} ， i_β 滞后 $i_\alpha 90^\circ$ 。矢量图如图 1 所示：

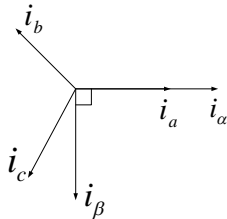


图 1 坐标变换矢量图

$$\hat{i}_{\alpha\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_\alpha + j i_\beta) \quad (6)$$

$$\hat{i}_{abc} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (7)$$

根据扇合矢量 $\hat{i}_{\alpha\beta} = \hat{i}_{abc}$ 可得

$$\frac{1}{\sqrt{2}}(i_\alpha + j i_\beta) = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (8)$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c) \\ i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c) \end{cases} \quad (9)$$

整理得：

$$(i_\alpha, i_\beta)^T = C_{32}(i_a, i_b, i_c)^T \quad (10)$$

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (11)$$

对三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 变换后得到两项基波电流 i_α 、 i_β ，经 DFT 滑窗迭代算法得到两项基波电流 $\hat{i}_{1\alpha}$ 、 $\hat{i}_{1\beta}$ ，运用式(11)求得三相基波电流 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} ，运用式(12)求得反向谐波电流：

$$(i_{ha}, i_{hb}, i_{hc})^T = (i_{1a}, i_{1b}, i_{1c})^T - (i_a, i_b, i_c)^T \quad (12)$$

这样经坐标变换后，由原来的处理三相电流变成了处理两相电流，减小了运算量，提高了谐波电流检测速度。

2.3 检测算法仿真

为了证明以上检测算法的有效性，运用 Matlab 对基于坐标变换的 DFT 滑窗迭代算法进行仿真，以 a 相电流为例，电流在 0.1s 发生突变，仿真波形如下：

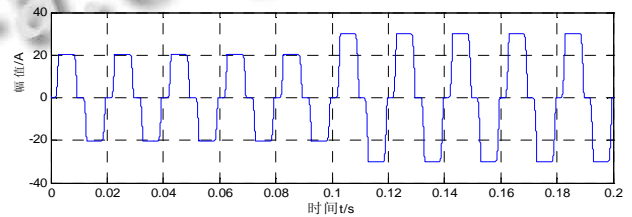


图 2 畸变的电网电流采样波形

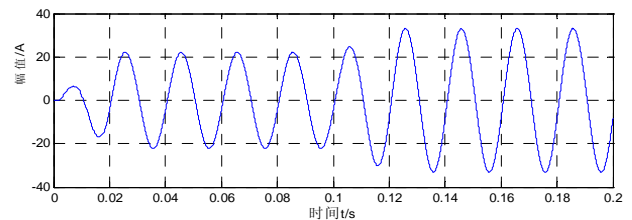


图 3 检测到的基波波形

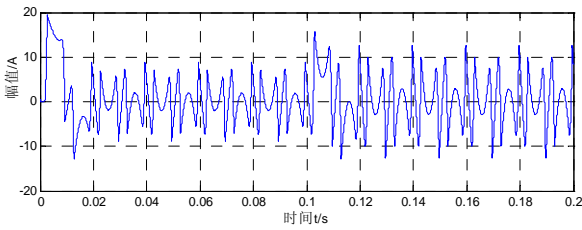


图 4 检测到的谐波波形

由以上波形可以看出,运用坐标变换 DFT 滑窗迭代算法能够快速准确的检测出信号突变和谐波电流,实时性良好.

3 UPQC 恒频滞环控制算法

3.1 滞环控制原理

三相三线制 UPQC 并联侧的等效电路可等效为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = K_a(n)U_{dc} - e_a \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = K_b(n)U_{dc} - e_b \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = K_c(n)U_{dc} - e_c \end{cases} \quad (13)$$

式中: $K_a(n)$, $K_b(n)$, $K_c(n)$ 为 A, B, C 相变流器工作模式的开关系数; L 为 UPQC 并联侧输出电感; U_{dc} 为 UPQC 直流侧直流电源电压或电容电压; e_a 、 e_b 、 e_c 分别为 A, B, C 相相对应的交流侧电压; i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为 APF 输出电感上的电流.

定义 A 相开关管工作状态函数 $S(a)$ 为:

$$s(a) = \begin{cases} 1, & \text{A相桥臂上管开通,下管关断} \\ 0, & \text{A相桥臂上管关断,下管开通} \end{cases}$$

同理得 b、c 相开关管的工作状态函数 $S(a)$ 、 $S(b)$ 、 $S(c)$,从而得到变流器的开关系数与工作模式 n 如表 1 所示.

分析表 1 可知,对于 UPQC 并联侧,可以对各相分别进行滞环控制.以 A 相为例(忽略工作模式 0 和 7),假设 $U_{dc} > 3e_a$,当 $S(a)=1$ 时, $K_a(n)=1/3$ 或 $2/3$,有 $Ldi_a/dt = K_a(n)U_{dc} - e_a > 0$,输出电流增加;当 $S(a)=0$ 时, $K_a(n)=-1/3$ 或 $-2/3$,有 $Ldi_a/dt = K_a(n)U_{dc} - e_a < 0$,输出电流减小.所以,输出电流可以通过控制各相相对应的开关管来实现控制,因此滞环控制通过控制开关管来控制输出电流的变化.

表 1 开关系数与工作模式表

n	S(a)	S(b)	S(c)	$K_a(n)$	$K_b(n)$	$K_c(n)$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
7	1	1	1	0	0	0

滞环电流控制原理如图 5 所示,将检测环节所得的电流参考信号 i_c^* 与控制器实际输出的电流信号 i_c 相比较,可得出误差信号 Δi ,滞环比较单元对此误差信号进行判定,输出脉冲信号来控制开关器件的通断,进而实现 i_c 对 i_c^* 的跟踪,达到滞环控制的目的.

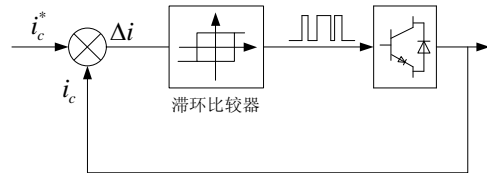


图 5 滞环控制原理图

3.2 恒频滞环控制

由于滞环控制开关频率不固定,而且电流会有尖峰,这给电流滞环控制型逆变器的滤波器设计带来了很大难度^[6].恒频滞环控制方法能够平滑调节环宽,使电流控制开关频率近似恒定.

传统滞环电流控制由于环宽固定,开关频率在一个周期内是变化的^[7],母线电压 U_{dc} 、滤波电感 L 恒定、假设开关频率 f_s 恒定,输出电压 u_0 由实时采集确定,得出开关频率表达式:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{U_{dc}^2 - u_0^2}{2HLU_{dc}} \quad (14)$$

由(13)式得环宽

$$H = \frac{U_{dc}^2 - u_0^2}{2f_sLU_{dc}} \quad (15)$$

当环宽 H 按照(14)式变化时,开关频率即为恒定,得到 u_0 和 H 的关系式:

$$H(u_0) = K_1 - K_2u_0^2 \quad (16)$$

式中 $K_1 = \frac{U_{dc}^2}{2f_sLU_{dc}}$, $K_2 = \frac{1}{2f_sLU_{dc}}$

输出电压

$$u_0 : u_0 = U_0 \sin \omega t \quad (17)$$

带入式(15)得:

$$H_{(t)} = H_1 + H_2 \quad (18)$$

式中: $H_1 = \frac{2U_{dc}^2 - U_0^2}{4f_s L U_{dc}}$, $H_2 = \frac{U_0^2 \cos 2\omega t}{4f_s L U_{dc}}$. 故分量 H_1 为定值,

分量 H_2 的幅值为 $\frac{U_0^2}{4f_s L U_{dc}}$, 频率为输出电压二倍的余弦量, 即环宽 H 随输出电压 u_0 按一定的关系变化, 只需实时采样输出电压, 滞环控制所需环宽 H 的值按式 $\cos 2\omega t$ 通过运算得到, 此环宽能保证维持此时开关频率 f_s 近似恒定, 将此环宽赋给滞环比较器, 通过电压外环和电流内环的双闭环控制, 得到频率近似恒定的调制信号, 驱动功率开关, 实现 UPQC 的电流跟踪^[8]. 恒频滞环电流控制系统框图如图 6.

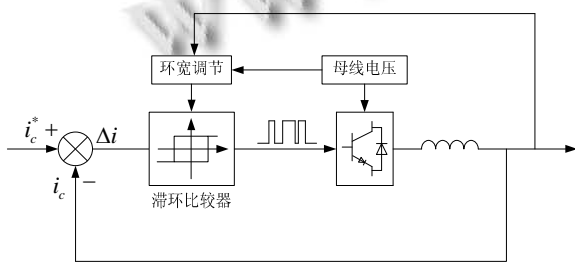


图 6 恒频滞环电流控制系统框图

3.3 控制算法仿真

利用 Matlab 对该控制算法进行仿真, 从仿真图 7,

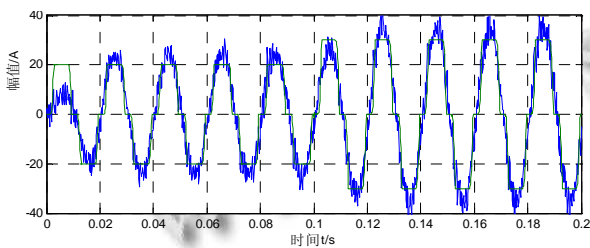


图 7 传统滞环控制算法跟踪效果

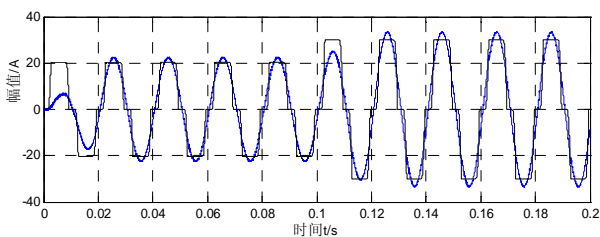


图 8 恒频滞环控制算法跟踪效果

图 8 可以看出, 传统滞环控制跟踪误差较大, 波形局部振荡强烈, 而且毛刺较多, 而改进的恒频滞环控制算法跟踪控制效果良好.

4 实验结果与分析

为了验证以上检测与控制算法的有效性和可行性, 在实验室开发了一套小功率 UPQC 装置. 电路中采用纯电阻负载, 电网的谐波由自制的谐波源产生. 以 DSP(F28335)+CPLD(EPM3256ATC144-7)作为控制系统的核心主控制器, IGBT 作为逆变桥开关器件, 选用 16 位高速 A/D 转换器 AD7612, 设置输出谐波 5 次, 含量 20%. 按下启动开关, 谐波电源开始启动, 由示波器观察到输出线电压波形如图 9, 10.

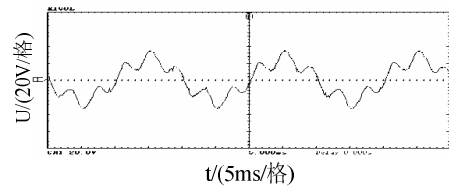


图 9 含 5 次谐波 20% 时的线电压

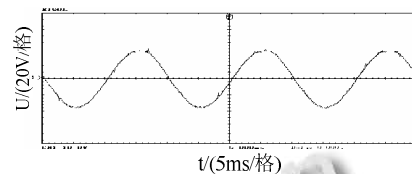


图 10 补偿后的波形

由实验波形可见, 运用本文提出的检测与控制算法后 UPQC 补偿效果明显, 验证了该检测与控制算法的准确性和可行性.

5 结论

对统一电能质量调节器(UPQC)常用的检测和制控制算法进行了改进, 提出了一种基于坐标变换的离散傅里叶(DFT)滑窗迭代检测算法. 在控制环节, 将传统的滞环控制加以改进, 提出了一种恒频滞环控制算法, 解决了开关频率不固定的困难. 运用 Matlab 进行了仿真, 验证了以上检测与控制算法的正确性和有效性, 并且在实验室条件下设计了硬件电路并进行了实验, 成功将提出的检测与控制方法应用于 UPQC, 实验结果证明了 UPQC 能够有效补偿非线性负载产生的谐波, 证明了以上方法具有良好的应用价值.

(下转第 182 页)

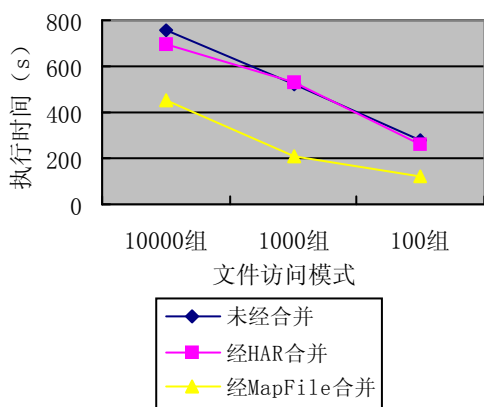


图 5 访问文件读取执行时间对比

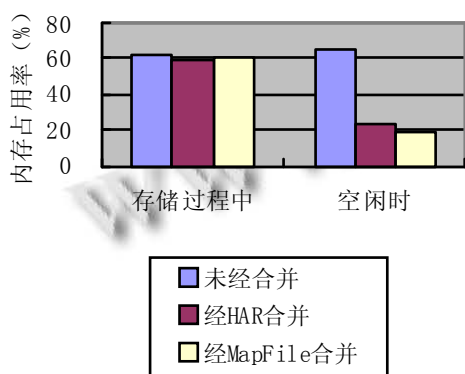


图 6 内存占用率对比

通过以上实验,可以看出本文的改进小文件存储策略在文件上传时的效率与未经改进没什么差别,但是在经过基于 MapFile 序列化的将小文件合并成大文件后,在文件读取方面,比未经改进和经 HAR 合并的环境下效率都高,而且在 HDFS 空闲时,合并过后的内存占用率明显下降,这就减轻了 Namenode 名称节点的负担,提高内存使用率。

5 结语

本文针对 HADOOP 的 HDFS 对于大量小文件的存储效率不高问题,采用基于 MapFile 设计一个在 HDFS 存储小文件的方案.在上传文件时首先对文件类型进行判断,如为大文件则直接存储,如为小文件则进入小文件处理模块,应用 MapFile 序列化合并小文件为大文件,有效减少小文件数目,节省 Namenode 名称节点内存占用率。

参考文献

- 1 刘鹏.云计算.第2版.北京:电子工业出版社,2011.1-15.
- 2 White T.周敏奇,王晓玲,金澈清,钱卫宁译.Hadoop 权威指南.第2版.北京:清华大学出版社,2011.41-73.
- 3 HDFS.http://Hadoop.apache.org/hdfs/.
- 4 Mackey G, Sehrish S, Wang J. Improving metadata management for small files in HDFS. Proc. of 2009 IEEE International Conference on Cluster Computing and Workshops,2009:1-4.
- 5 Liu XH, Han JZ, Zhong YQ, Han CD, He XB. Implementing WebGIS on Hadoop: A case study of improving small file I/O performance on HDFS. Proc.of the 2009 IEEE Conf.on Cluster Computing and Workshops, 2009:1-8.
- 6 Dong B, Qiu J, Zheng QH, et al. A nivel approach to improving the efficiency of storing and accessing small files on hadoop: a case study by PowerPoint files. Proc. of the 7th Int. Conf. on Services Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 65-72.
- 7 Hadoop Archives. http://hadoop.apache.o-rg/common/docs/ r0.20.2/hadoop_archive.
- 8 Sequence File. http://wiki.apache.org/hadoop/SequenceFile.
- 9 刘鹏.实战 Hadoop.北京:电子工业出版社,2011.11-34.

(上接第 101 页)

参考文献

- 1 沈虹.UPQC 并联侧 PSO-Fuzzy 检测算法研究.电力电子技术,2011,45(3):54-56.
- 2 基于滑窗迭代 DFT 的电力谐波检测.华北电力大学学报,2006,33(3):27-30.
- 3 曹立威.SPWM 谐波分析的一般方法.电力电子技术,2002,36(4):62-65.
- 4 汪玉凤,覃荆伟,章振海.基于滑窗迭代和 SVPWM 的检测控制算法的研究.电力电子技术,2011,45(9).
- 5 陈明凯,段小华,李敏,余虹.扇合矢量法在谐波与无功电流检测中的应用.中国电机工程学报,2008,28(7).
- 6 朱军卫,龚春英.逆变器单极性电流 SPWM 控制与滞环控制比较.电力电子技术,2004,38(1):26-29.
- 7 洪峰,单任仲,王慧贞,严仰光.一种变环宽准恒频电流滞环控制方法.电工技术学报,2009,24(1):115-119.
- 8 Kolhatkar YY. Experimental Investigation of a Single Phase UPQC With Minimum VA Loading. IEEE Trans. on Power Delivery, 2007,22(1):373-380.