

实时电压空间矢量傅里叶变换同步方法

并网型电力电子变流设备需要实时准确检测电网电压的相位并实现同步控制。分析了基于电压空间矢量傅里叶变换的实时同步锁相方法,通过开环SVFT运算得到基波正序分量的幅值和相位。对实时嵌入式应用计算负荷较重的问题,采用递归算法减少计算量。为消除递归迭代累计误差引起的稳定性问题,分时计算非递归结果,并对每一个同步周期进行校正。以TMS320F28335为控制芯片实现了该算法,测试波形验证了该方法的正确性和有效性,SVFT适应电网电压不平衡、谐波状况。

谢门喜 朱灿焰 杨 勇 樊明迪/苏州大学智能结构与系统研究所

0 引言

电网电压相位实时检测是一项基本的技术,高准确度、快速的锁相同步环节对并网型电力设备控制系统有重要的影响。主流的同步旋转坐标系方案(Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop, SRF-PLL)是利用闭环系统进行反馈控制跟踪。实际电网系统由于负载不对称及其动态性,经常出现电压不平衡、谐波等状态,此时锁相同步环节要求实时追踪基波正序分量的相角。对此,SRF-PLL要求在环路内或者环路外设置滤波器,以消除鉴相器输出相位误差中的谐波扰动成分,以此适应电网电能质量情况,消除相角检测稳态误差。但是,由于附加滤波器的存在,使整个闭环系统的动态响应无法确切估计。此外,出于稳定性方面的考虑,环路滤波器参数整定需要在快速性与滤波性之间作出折中平衡。

另一种思路是基于数字信号处理技术对电压采样信号进行快速傅里叶变换,实时分析各次谐波的幅值与相位,这是一种开环计算的方法,对谐波适应性好。本文首先对三相电网电压信号构成的空间电压矢量进行二维傅里叶变换,实时得到基波正序分量相位和对应同步相角;其次采用递归方法减小计算量,便于在嵌入式控制器应用场合实现;最后通过数字信号处理器为核心的实验平台实现该方法,验证其正确性与可行性。

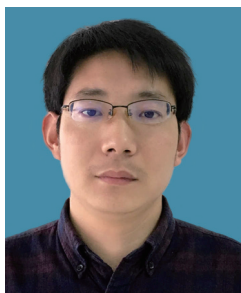
1 空间矢量傅里叶变换

根据空间矢量理论,时域中的任意三相电压可转换为电压空间矢量(等同于Clark变换),即

$$\begin{aligned}\vec{V} &= \frac{2}{3} \left\{ v_a + v_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \vec{V}_{\alpha\beta+}^h + \sum_{h=1}^{\infty} \vec{V}_{\alpha\beta-}^h \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[|\vec{V}_{\alpha\beta+}^h| e^{j h \omega t} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[|\vec{V}_{\alpha\beta-}^h| e^{-j h \omega t} \right]\end{aligned}\quad (1)$$

式(1)表明,含任意谐波的三相电压在 $\alpha\beta$ 平面内可表征为电压空间矢量 $\vec{V}$,它是一系列谐波电压矢量的和。式(1)右边包含两部分:第一项为直流分量和 h 次谐波正序电压空间矢量,在 $\alpha\beta$ 平面内以角速度 $h\omega$ 逆时针旋转;第二项为 h 次谐波负序电压空间矢量,以角速度 $h\omega$ 顺时针旋转,不同次数的谐波对应的电压空间矢量旋转速度不同。

对式(1)离散化得



谢门喜/讲师

关键词/Keywords

电压同步 ·
空间矢量傅里叶变换 ·
递归 ·
数字信号处理器 ·

国家自然科学基金项目(51407124)。

$$\begin{aligned}\bar{V}(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\bar{V}_{\alpha\beta+}^h \left| e^{jh\omega T_s} \right| + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\bar{V}_{\alpha\beta-}^h \left| e^{-jh\omega T_s} \right| \right] \right]_{t=kT_s} \\ &= \sum_{h=0}^{N/2-1} \left[\bar{V}_{\alpha\beta+}^h \left| e^{jh\frac{2\pi}{NT_s}kT_s} \right| + \sum_{h=1}^{N/2-1} \left[\bar{V}_{\alpha\beta-}^h \left| e^{-jh\frac{2\pi}{NT_s}kT_s} \right| \right] \right] \quad (2) \\ &= \sum_{h=0}^{N/2-1} \left[\bar{V}_{\alpha\beta+}^h \left| e^{jh\frac{2\pi}{N}k} \right| + \sum_{h=1}^{N/2-1} \left[\bar{V}_{\alpha\beta-}^h \left| e^{-jh\frac{2\pi}{N}k} \right| \right] \right]\end{aligned}$$

式中, T_s 为采样周期; $N/2-1$ 为有效采样的最高谐波阶次。若一个工频周期内的采样点数为 N , 则 h 次谐波的实时相位为

$$h\omega t = h \frac{2\pi}{NT_s} kT_s = h \frac{2\pi}{N} k \quad (3)$$

对 $\bar{V}$ 连续采样 N 次, 得到一个工频周期对应的复序列为: $\bar{V}\{(k-(N-1)T_s)\}$, $\bar{V}\{(k-(N-2)T_s)\}$, $\dots$, $\bar{V}\{(k-2)T_s\}$, $\bar{V}\{(k-1)T_s\}$, $\bar{V}\{(kT_s)\}$ 。

对此复序列进行空间矢量傅里叶变换 (Space Vector Fourier Transform), 即

$$\bar{f}_c[(k-N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \bar{V}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \right\} \quad (4)$$

式中, c 为谐波阶次, $c = \{-(N/2-1), \dots, 0, \dots, (N/2-1)\}$ 。当 c 取某一次值时, 式 (4) 计算出复数 $\bar{f}_c$, 对应 h 次谐波分量模值和幅角。

式 (2) 中的正序分量为

$$\begin{aligned}\bar{f}_h[(k-N)T_s] &= \left| \bar{V}_{\alpha\beta+}^h \left| e^{jh\omega t} \right| \right|_{t=(k-N)T_s} \\ h &= \{0, \dots, (N/2-1)\}\end{aligned} \quad (5)$$

式 (2) 中的负序分量为

$$\begin{aligned}\bar{f}_{-h}[(k-N)T_s]^* &= \left| \bar{V}_{\alpha\beta-}^h \left| e^{jh\omega t} \right| \right|_{t=(k-N)T_s} \\ h &= \{1, \dots, (N/2-1)\}\end{aligned} \quad (6)$$

式 (5)、式 (6) 表明: 利用式 (4) 对一个工频周期的采样复序列进行 SVFT 变换, c 取某特定谐波次数 h , 分解出原序列中的正序、负序分量后, 对式 (5) 或式 (6) 应用 Clark 反变换, 得到三相电压信号在时域中对应的 h 次谐波分量。

与一维 DFT 变换类似, SVFT 利用长度为 N 一个周期的复序列进行实时分析, 计算过程中滑动窗不停地随采样点向前滑动, 当前时刻点得到 SVFT 结果的正、负序复数值, 对应一个周期以前时刻点的结果, 该方法存在一个周期的滞后。考虑在大部分场合下电网电压信号是周期性的, 因

而在稳态条件下, 当前时刻与一个周期之前时刻的谐波成分相同, 据此认为 SVFT 分析是实时的。

取 $T_s = 10$ kHz, $f = 50$ Hz, $N = 200$, 利用式 (4) 可分析最高谐波阶次为 $(N/2-1) = (200/2-1) = 99$, 频率分辨率为 $f_s/N = 10$ kHz/200 = 50 Hz。

在锁相同步应用中, 取 $c = 1$ 计算得到模和幅角, 而幅角对应基波正序分量的相角, 具体流程如图 1 所示。

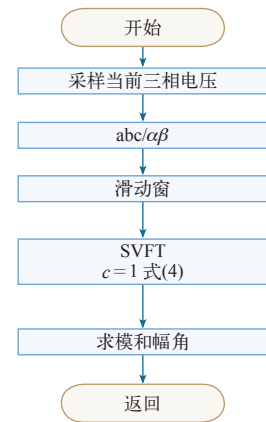


图1 SVFT 相位追踪实现流程

由于 SVFT 属于计算密集型方法, 采用式 (4) 计算某次谐波分量, 指数函数展开转变成实数运算, 需要做 $2N$ 次三角函数运算、 $4N$ 次乘法运算以及 $2(N-1)$ 次加法运算, 并采用嵌入式平台实时实现, 负荷严重, 实现困难, 影响其他控制任务的执行, 如何减小计算量已成为一个关键问题。

递归方法 (Recursive) 能够确定出相邻两次采样点 SVFT 运算结果的差值, 利用叠加增量的方式减小每次迭代的计算量, 推导如下

$$\begin{aligned}\bar{f}_1[(k-N)T_s] &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \bar{V}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}i} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \bar{V}[(k-N)T_s] + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \bar{V}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}i} \right\}\end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}\bar{f}_1[(k-N+1)T_s] &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \bar{V}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \bar{V}\{kT_s\} e^{j\frac{2\pi}{N}} + e^{j\frac{2\pi}{N}} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \bar{V}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}i} \right\}\end{aligned} \quad (8)$$

式(8)与式(7)相减得

$$\bar{f}_1[(k-N+1)T_s] = \left\{ \bar{f}_1[(k-N)T_s] + \frac{1}{N} \bar{V}\{kT_s\} - \frac{1}{N} \bar{V}[(k-N)T_s] \right\} e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (9)$$

将式(9)在时域中写成矩阵的形式,即

$$\begin{pmatrix} f_{1\alpha}[(k-N+1)T_s] \\ f_{1\beta}[(k-N+1)T_s] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \\ \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_{1\alpha}[(k-N)T_s] \\ f_{1\beta}[(k-N)T_s] \end{pmatrix} + \frac{1}{N} \begin{pmatrix} V_{1\alpha}[(kT_s)] - V_{1\alpha}[(k-N)T_s] \\ V_{1\beta}[(kT_s)] - V_{1\beta}[(k-N)T_s] \end{pmatrix} \quad (10)$$

应用式(10)进行递归运算时,每次迭代只需6次乘法和6次加法,较之于式(4),运算量显著减小。

由于迭代误差的累计效应,随着迭代次数的递增,式(10)会产生稳定性问题,计算结果会发散。采用优化并行DFT方法,将式(4)的计算均分在 N 次中进行,每次只计算一个点数,累加后在每一个周期结束时刻用式(4)的结果代替式(10)的结果,一个同步周期对 f_1 校正一次。

第 i 次迭代时,同时计算式(11),当 i 从0累加到 $N-1$ 时,等同于计算一次式(4)。此时,用 f_{1aux} 更新式(10)中的 $f_1[(k-N)T_s]$,下一个运算周期 f_{1aux} 清零继续计算。

$$\begin{pmatrix} f_{1\alpha aux} \\ f_{1\beta aux} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_{1\alpha aux} \\ f_{1\beta aux} \end{pmatrix} + \frac{1}{N} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}i\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{N}i\right) \\ -\sin\left(\frac{2\pi}{N}i\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}i\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1\alpha}(kT+i_s) \\ V_{1\beta}(kT+i_s) \end{pmatrix} \quad (11)$$

2 实验测试结果

以TI公司浮点型TMS320F28335为核心,在CCS开发环境下,采用C语言编写控制软件实现迭代算法。信号发生器模拟电网电压,经调理后送入F28335的12位AD模块进行转换,片内定时器产生频率为10 kHz的采样脉冲驱动中断程序运行,算法每0.000 1 s执行一次。三角函数通过查表得到,

软件中运算变量数据调制在载频为150 kHz的PWM波向GPIO口输出,外接截止频率600 Hz低通RC滤波后观测。

不平衡实验测试结果如图2所示。初始阶段三相电压平衡,然后 v_a 突增至1.2(pu), v_c 突降至0.2(pu),下一个状态 v_a 恢复至1.0(pu), v_b 突降至0.8(pu), v_c 增至0.8(pu),不对称程度减弱。由此可以看出,两种不平衡状态下相角检测稳定。

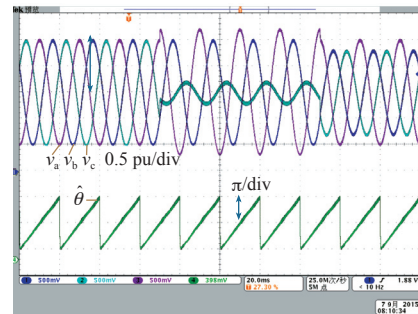


图2 不平衡测试结果

谐波实验测试结果如图3所示。 v_{abc} 加入3、5和7次谐波,幅值分别为0.3(pu)、0.2(pu)和0.1(pu)。为模拟不对称谐波状况,a相中的3次谐波幅值为0.5(pu),SVFT方法可以从各种谐波中检测基波正序分量的角度。

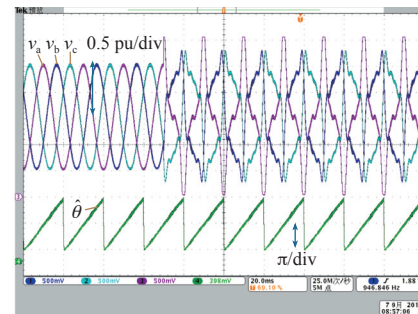


图3 谐波测试结果

3 结束语

SVFT方法准确地对电网电压进行同步锁相,适应不平衡、谐波等电能质量情况。采用递归算法时计算量小,能应用于嵌入式控制器实时计算。当 c 取不同的值时,SVFT可进行各次谐波的正负序实时分析。

(收稿日期:2015-12-08) EA