

# 一种新型的断路器瞬动校验选相合闸方法研究

孙曙光<sup>1</sup>, 杜太行<sup>1</sup>, 王景芹<sup>2</sup>, 刘策<sup>1</sup>

(1. 河北工业大学控制科学与工程学院, 天津 300130; 2. 河北工业大学电气工程学院, 天津 300130)

**摘要:** 针对塑壳断路器瞬动校验试验中信号初始相位与频率的计算, 首先对基于快速傅立叶变换(FFT)的周期信号初始相位的计算误差进行了分析, 继而在希尔伯特(Hilbert)变换的基础上提出一种初始相位的计算方法, 同时在该变换下对频率进行测量。在此基础上设计了选相合闸装置, 对其软硬件设计方案进行了阐述。最终实际测试实验表明该方法实现了对信号频率、初始相位的精确测量, 可以有效减小信号初始相位的计算误差。所设计的装置可精确完成瞬动校验的选相合闸操作。

**关键词:** 选相合闸; 瞬动校验; Hilbert; 初相位; 频率波动

## Research of a new method for circuit breaker instantaneous validation phase selection

SUN Shuguang<sup>1</sup>, DU Taihang<sup>1</sup>, WANG Jingqin<sup>2</sup>, LIU Ce<sup>1</sup>

(1. School of Control Science and Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** For the signal initial phase and frequency calculation of molded case circuit breaker instantaneous validation test, firstly this paper analyzes the calculation error of the initial phase of periodic signal based on FFT, then it proposes a method to calculate the initial phase based on Hilbert transformation, and at the same time carry on the measurement of frequency. The phase selection device is designed on the basis, and the design scheme of the hardware and software system is described. Finally the phase selection test shows that the method realizes the accurate measurement of the signal frequency and initial phase and the calculation error of signal initial phase can be effectively reduced. The designed device can accurately complete phase selection in instantaneous validation test.

**Key words:** phase selection; instantaneous validation; Hilbert; initial phase; frequency fluctuation

中图分类号: TM77

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2015)17-0125-08

## 0 引言

断路器瞬动脱扣器出厂测试中, 由于回路中功率因数角的存在, 非周期分量(直流偏量)存在于试验电流波形中, 影响了瞬动脱扣器的测试和调节精度。采用非周期试验结果对低压断路器进行出厂校正, 若导致断路器瞬动单元设定值过低, 在实际应用中产生误动, 导致电力设备保护执行不当; 同样, 当导致断路器瞬动单元超出设定值, 可能会误导现场工程师以为断路器瞬动脱扣器在对应电流等级没有实现短路保护功能。所以要选相合闸, 经研

究发现在电压相角等于回路功率因数角时合闸, 才会产生无非周期分量的电流<sup>[1]</sup>, 而要进行上述操作, 前提是要对信号初始相位进行精确测量, 因为功率因数角为电压与电流初始相位的差值, 而要精确计算合闸延时时间, 信号频率也是要精确测量的。

可采用信号处理技术中的FFT方法来计算信号频率、相位<sup>[2]</sup>, 但在实际应用中发现基于FFT方法计算周期信号初始相位对信号频率敏感, 信号频率波动时可能会存在较大的计算误差<sup>[3-9]</sup>。对于该问题可采用硬件同步采样法采集被测信号后进行FFT运算求得功率因数角, 以克服信号频率不准而造成的相位计算误差, 但在实际中易受到干扰的影响从而使相位过零点以及频率测量不准确, 而且采样频率随信号频率变化而变化, 使其始终保持整数倍关系实现起来比较困难。

**基金项目:** 天津市科技支撑重点项目(12ZCZDGX01400); 河北省高等学校科学技术研究重点项目(ZD2014051); 河北工业大学博士科研启动费资助项目

基于此, 本文在 Hilbert 变换的基础上提出一种周期信号初始相位的计算方法, 以减小在频率波动时的测量误差, 同时在该变换下对频率进行测量; 并设计了选相合闸装置, 对其实际测试效果以及选相效果进行了实验分析。

### 1 瞬动校验系统

瞬动校验设备主回路如图 1 所示, 反并联的可控硅作为选相执行机构; J1 为与可控硅相并联的接触器; TC1 为电动调压器, 可以向副边输出 0~380V 电压; TC2 为自耦变压器; TC3 为大电流变压器, 对于 TC3 将传统的原边的一组线圈三个抽头, 改为四个线圈, 在做大电流试验时, 线圈并联, 减小了对原边线径的要求, 减小了变压器的体积, KM6~KM9 的作用是组合 TC3 原边的线圈, KM10~KM17 的作用是实现在断路器的单相测试和两相串联测试。

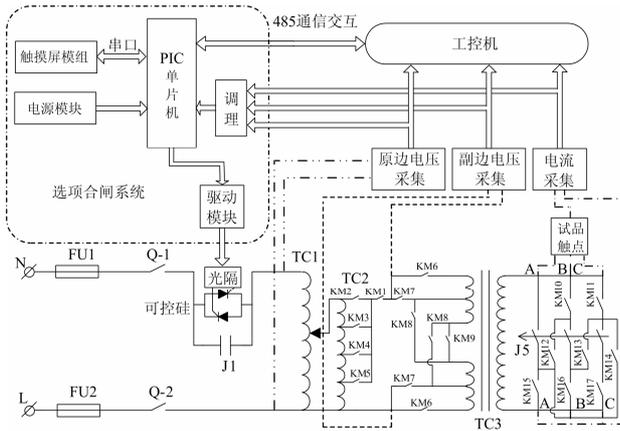


图 1 瞬动校验设备

Fig. 1 Instantaneous validation equipment

在试验中, 以大电流变压器的原边线圈 2 并联+KM2 组合为例, 首先闭合 Q、J1、KM1、KM2、KM7 和 KM8, 调节调压器 TC1, 使大电流变压器 TC3 副边电流从 0 升至额定试验电流, 检测回路试验电流、带载试验电压、空载试验电压, 计算试验主回路功率因数角, 然后分断 KM1、KM2、KM7 和 KM8。再进行 8 倍和 12 倍的额定电流试验, 再次闭合 KM1、KM2、KM7 和 KM8, 调节电动调压器变比, 检测大电流变压器副边空载电压, 将空载电压调至近似额定电流试验时空载电压的 8 倍, 分断 J1, 闭合 KM15(以 A 相为例), 根据额定电流试验测得的功率因数角, 延时选相闭合可控硅, 产生 8 倍试验电流, 试验持续时间为 200 ms, 当试验结束时, 分断可控硅和 KM1、KM2、KM7、KM8、KM15, 完成 8 倍额定电流试验, 判断试品是否脱扣, 如果

脱扣, 判定试品发生误动, 继续进行 12 倍额定电流试验, 步骤同理。

### 2 周期信号 FFT 的相位计算误差分析

采用快速傅立叶变换 FFT 计算周期信号的检测初始相位的方法, 在实际应用中发现存在一定的误差, 现分析如下。

设信号通过 A/D 采样后, 转化成离散的数字信号为式(1)。

$$x(n) = \sin(2\pi f_0 T_1 n + \varphi) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中:  $f_0$  是信号的频率;  $T_1$  是 A/D 采样周期;  $n$  是采样点的编号。设共采集  $N$  个点进行 FFT 变换。因此要求  $N$  必须是等于 2 的整幂次方的数值, 如  $N = 2^{10}$ 。 $\varphi$  是信号的初始相位。要计算电路的功率因数角, 可以同时采集电压和电流信号, 如果能够分别计算出电压和电流初始相角, 二者之差就是功率因数角。对  $x(n)$  进行 FFT 变换得到  $X(k)$ , 将  $x(n)$  采用指数函数表示则  $X(k)$  可以表示为式(2)。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{e^{j(2\pi f_0 T_1 n + \varphi)} - e^{-j(2\pi f_0 T_1 n + \varphi)}}{2j} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2)$$

将式(2)整理得到下式:

$$X(k_0) = \frac{1}{2j} \begin{bmatrix} \frac{\sin(\pi f_0 T_1 N - \pi k_0)}{\sin(\pi f_0 T_1 - \frac{\pi k_0}{N})} e^{j(2\pi f_0 T_1 N - \pi k_0 + \varphi)} \\ \frac{\sin(\pi f_0 T_1 N + \pi k_0)}{\sin(\pi f_0 T_1 + \frac{\pi k_0}{N})} e^{j(2\pi f_0 T_1 N + \pi k_0 + \varphi)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(3)中  $f_0 \approx \frac{k_0}{NT_1}$ , 可以将上式系数化简, 可得

$$\begin{cases} \frac{\sin(\pi f_0 T_1 N - \pi k_0)}{\sin(\pi f_0 T_1 - \frac{\pi k_0}{N})} \approx \frac{\pi f_0 T_1 N - \pi k_0}{\pi f_0 T_1 - \frac{\pi k_0}{N}} = N \\ \frac{\sin(\pi f_0 T_1 N + \pi k_0)}{\sin(\pi f_0 T_1 + \frac{\pi k_0}{N})} \approx \frac{\sin(2\pi f_0 T_1 N)}{\sin(2\pi f_0 T_1)} \end{cases} \quad (4)$$

从而, 得到化简后的  $X(k_0)$ , 如式(5)。

$$X(k_0) \approx \frac{N}{2j} e^{j(\pi f_0 T_1 N - \pi k_0 + \varphi)} \quad (5)$$

观察式(5)可得  $X(k_0)$  的实部和虚部之比为<sup>[10]</sup>

$$\frac{\text{Re}[X(k_0)]}{\text{Im}[X(k_0)]} \approx -\frac{\sin(\pi f_0 T_1 N - \pi k_0 + \varphi)}{\cos(\pi f_0 T_1 N - \pi k_0 + \varphi)} = -\text{tg}(\pi f_0 T_1 N + \varphi) \quad (6)$$

式(6)中如果  $f_0 T_1 N$  为整数, 可得

$$\varphi = -\text{tg}^{-1} \left( \frac{\text{Re}[X(k_0)]}{\text{Im}[X(k_0)]} \right) \quad (7)$$

当  $f_0 T_1 N$  非整数时就会产生误差。

$T_1$  是设定采样周期, 对于周期信号的采集, 一般取  $f_1 = M f_0$ , 根据香农采样定理和计算要求  $M$  取大于等于 2 的正整数。但是由于信号频率会在某一个范围波动, 则会存在

$$f'_0 = f_0 + \Delta f_0$$

$f_0$  是理想的信号频率, 采样频率是根据它设定的。 $\Delta f_0$  是信号频率波动误差。设

$$\Delta\beta = \pi[(\Delta f_0 T_1 N)\%1] \quad (8)$$

则式(7)变为

$$\varphi \approx -\text{tg}^{-1} \left( \frac{\text{Re}[X(k_0)]}{\text{Im}[X(k_0)]} \right) - \Delta\beta \quad (9)$$

其中  $\Delta\beta$  为计算误差。其大小要具体分析。由于针对电网电压、电流的检测。电网对频率的精度要求是 0.4%。即  $\Delta f_0 = \lambda f_0$ ,  $|\lambda| \leq 0.004$ 。由于  $f_0 T_1 = \frac{f_0}{f_1} = \frac{1}{M}$ , 则代入式(8)可得

$$\Delta\beta = \pi \left[ \left( \lambda \frac{N}{M} \right) \% 1 \right] \quad (10)$$

按照一般情况, 为了准确进行 FFT 计算, 获得更高的频率分辨率, 以提高频率测量精度, 需要 100 个信号周期, 即  $\frac{N}{M} = 100$ , 则  $\Delta\beta = 100\lambda\pi$ , 下面通过表 1 对各种情况下由式(8)与式(10)得出的  $\Delta\beta$  进行计算对比, 可见在频率波动时存在较大的计算误差。

表 1  $\Delta\beta$  结果对比

Table 1 Comparison of $\Delta\beta$ result			
$f'_0/\text{Hz}$	$\Delta f_0/\text{Hz}$	$\lambda$	$\Delta\beta/(\circ)$
50.2	0.2	0.004	72
50.1	0.1	0.002	36
49.9	-0.1	-0.002	-36
49.8	-0.2	-0.004	-72

### 3 基于 Hilbert 的初始相位与频率测量

#### 3.1 初始相位测量

设信号通过 A/D 采样后, 转化成离散的数字信号为式(11)。

$$x_1(n) = \sin(2\pi f'_0 T_1 n + \varphi) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (11)$$

经过 Hilbert 变换后的  $y_1(n)$  为

$$y_1(n) = -\cos(2\pi f'_0 T_1 n + \varphi) \quad (12)$$

构造两个信号

$$x_2(n) = \sin(2\pi f_0 T_1 n) \text{ 与 } y_2(n) = -\cos(2\pi f_0 T_1 n)$$

令

$$X = y_1(n)x_2(n) - x_1(n)y_2(n) = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2\pi n\lambda}{M} + \varphi\right) \quad (13)$$

同样

$$Y = x_1(n)x_2(n) + y_1(n)y_2(n) = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi n\lambda}{M} + \varphi\right) \quad (14)$$

可以得到

$$\varphi = \arctan \frac{X}{Y} - \frac{2\pi n\lambda}{M} \quad (15)$$

该计算结果不受采样与构造信号幅值影响。

考虑到 Hilbert 的端点效应,  $n$  值不要太小, 如取  $n = \frac{M}{2}$ , 其中的误差项  $e = \left| \frac{2\pi n\lambda}{M} \right| = \pi\lambda$ , 小于 1 度。

#### 3.2 频率测量

通过式(11)与式(12)可得对应于该采样点的瞬时相位为

$$\phi(n) = 2\pi f'_0 T_1 n + \varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{x_1(n)}{y_1(n)} \quad (16)$$

对其求差分后得角频率为

$$\omega(n) = \frac{\phi(n+1) - \phi(n)}{T_1} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$\text{则 } f'_0 = \frac{\omega(n)}{2\pi}.$$

### 4 选相合闸算法关键问题处理

#### 4.1 加窗 Hilbert 变换

1) 对  $x(n)$  进行 FFT 变换得  $X(k)$ , 其中  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$  且  $k = N/2, \dots, N-1$  对应于信号的负频率。

2) 创建一个矢量  $H(k)$

$$H(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 2 & k = 1, 2, \dots, N/2-1 \\ 0 & k = N/2, \dots, N-1 \end{cases}$$

3) 令  $X(k)$  与矢量  $H(k)$  内积得到  $Z(k)$

$$Z(k) = \begin{cases} X(k) & k = 0 \\ 2X(k) & k = 1, 2, \dots, N/2-1 \\ 0 & k = N/2, \dots, N-1 \end{cases}$$

4) 做步骤 3) 中  $Z(k)$  的 IFFT 运算, 运算结果的虚部即为  $x(n)$  的 Hilbert 变换  $y(n)$  [11-13]。

此外为了提高 Hilbert 变化的精度, 可对信号进行加窗预处理, 即在 Hilbert 变换之前利用恰当的窗函数, 对信号进行截断, 所选汉宁窗的窗函数如下:

$$w(n) = 0.5 - 0.5 \cos(2\pi n/N) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (17)$$

#### 4.2 选相延时时间的确定

实际中合闸相角的计算可以采取以下方式:

当计算出电压的初始相位  $\varphi_u$  后, 再加上数据采样所用时间  $t_s$  和单片机计算信号频率、初始相角所用时间  $t_c$ , 则根据式(18)即可求出当前电压所在相位角  $\theta_u$ 。

$$\theta_u = [2\pi f_0(t_s + t_c) + \varphi_u] \% (2\pi) \quad (18)$$

式中:  $f_0$  是信号的频率; % 表示取余运算; 为了实现系统能在预期的合闸相位角  $\hat{\theta}_u$  (功率因数角) 输出触发信号的目的, 就要计算单片机定时器具体的延时时间  $t$ 。

$t$  计算公式如式(19)。

$$t = \frac{\hat{\theta}_u - \theta_u}{2\pi f_0} - t_d + nT_0 \quad (19)$$

式中:  $T_0$  为电压信号的周期;  $t_d$  为选相执行机构的延时时间;  $n$  为任意正整数, 以保证  $t$  为正数 [14]。

### 5 选相合闸装置的设计

如图 1 虚线框内为选相合闸装置的控制部分, 单片机通过 RS485 接口及 RS232 接口可分别与瞬动校验设备主机及触摸屏进行数据交互以接收合闸指令, 同时回传选相合闸参数与状态信息。电压、电流信号经传感器与调理电路接至单片机的 A/D 接口。合闸时单片机发出驱动信号, 经驱动模块, 控制反并联的可控硅部件执行选相合闸操作。

#### 5.1 系统硬件设计

单片机型号为 PIC32MX795F512H, 主频最高可达 80 MHz, 运算速度快, 电压、电流测量选用 CHV-25P 型与 CHB-25NP 型霍尔电压、电流传感器, 传感器输出经过滤波、偏置和跟随电路接至单片机 A/D 采集通道。人机接口模块选用迪文科技有限公司的 DGUS 串口屏。单片机和工控机的通信接口选用 MAX485 芯片, 由于试验现场存在较大的电磁干扰, 需进行光电隔离。

本文设计的驱动接口电路如图 2 所示, 其中 DC1, DC2 为光耦, TH 为双向可控硅, G1、G2 分别连接主回路中可控硅模块的 2 个单管的门极。当单片机发出驱动信号时, 经 ULN2003A 放大, 所设计的驱

动为反逻辑, 是因为单片机上电复位其 I/O 口为高电平, 以避免上电复位造成驱动误触发; 当单片机输出低电平, 光耦工作, 主回路中单向可控硅的门极产生触发电流, 这样不论在电源的正半周还是负半周均可实现两个单相可控硅的触发从而接通主电路; 同样也可由单片机输出高电平, 可控硅的门极无触发电流从而实现可控硅的自然关断; 反并联单向可控硅的响应时间经过测试是微秒级的, 远远优于普通固态继电器, 因此选择作为主回路执行机构。

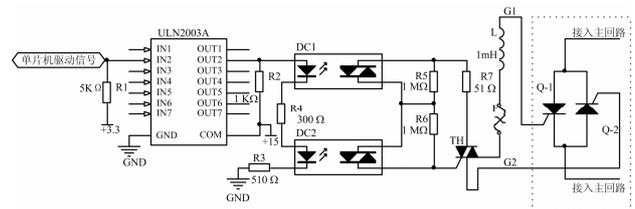


图 2 驱动接口电路

Fig. 2 Drive interface circuit

#### 5.2 系统软件设计

选相合闸装置的选相功能软件流程如图 3 所示。注: 此程序与进行 8 倍与 12 倍额定电流试验对应, 在额定电流试验时只需测量功率因数角, 而无需进行选相操作, 在此不再赘述。

程序中首先执行初始化操作, 此时查询是否收到来自触摸屏或者上位机的合闸指令, 当接收到合闸指令后, 首先回传给触摸屏或主机选相开始状态字; 开启软件定时器, 定时器定时时间为 156  $\mu$ s, 用以触发 A/D 转换, 从而以 6.4 kHz 的定时采样频率对电压信号进行采样; 数据采集结束后, 进行加窗 Hilbert 变化, 在此加窗运算由于涉及三角函数的运算, 所以事先将三角函数值存储在数据表中, 采取查表运算的方式以提高运算速度; 继而利用本文所设计的选相合闸参数计算方法, 计算合闸参数, 程序运行时间约为 450 ms, 并计算合闸延时时间; 经合闸延时后, 单片机发出驱动信号, 进行选相合闸; 在选相试验时间结束后, 关闭驱动、选相结束。上述工作完成之后, 单片机向触摸屏或者主机回传选相结束标志, 并回传选相合闸参数数据, 以及波形数据, 以供触摸屏显示。

### 6 选相测试分析

#### 6.1 选相合闸参数测试效果分析

##### 6.1.1 频率测试分析

为检验所设计的选相合闸参数计算方法的实际测试效果, 进行了如下的实验, 首先是针对信号频率的测量, 为模拟电网信号频率的变化, 选用中策电子有限公司的 DF1027B 低频信号发生器作为

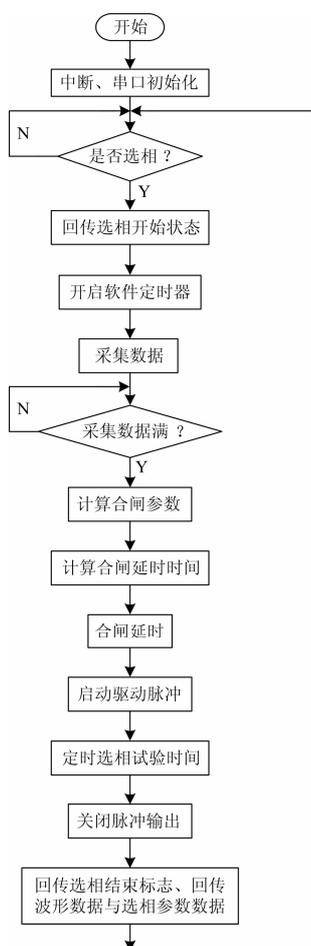


图3 软件设计流程图

Fig. 3 Flow chart of software design

信号源, 输出频率变化范围在 49.8~50.2 Hz 之间的 5 种正弦信号, 接至选相合闸装置控制器的模拟输入端, 并由单片机对该信号进行采集以及后续参数计算, 计算得出的 5 组信号瞬时频率如图 4 所示, 分别对应信号发生器的 5 种信号输出频率测量值, 采样频率固定 6.4 kHz, 以三个采样周期为例。

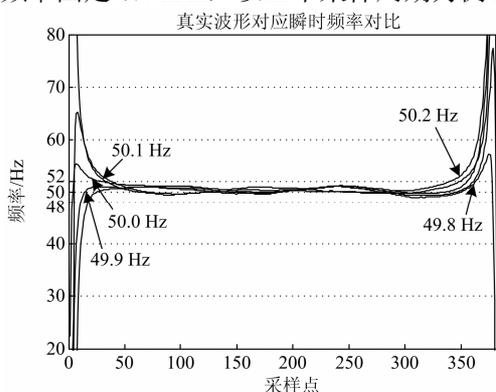


图4 瞬时频率测量效果

Fig. 4 Effect of instantaneous frequency measurement

由图 4 可以发现所测得 5 组瞬时频率值基本稳定在信号发生器所输出的信号频率值范围内, 由于受到 Hilbert 端点效应的影响, 在实际计算时, 选取波形中部一个周期的数据计算值取平均, 作为实际频率测量值的计算结果, 具体数值如表 2 所示。表 2 列出了信号发生器面板显示的频率值、Tektronix TDS 1002B 示波器实测的信号频率值、经单片机软件所计算出的频率值。在此以泰克示波器的测量结果作为实际信号频率值的参考。通过表 2 可以看出在实际测试中可以达到比较高的精度, 频率误差小于 0.1 Hz。但值得注意的是由于检测方法中所用到的 Hilbert 变换本身受到“信噪乘积”的影响, 在低信噪比条件下 Hilbert 方法的计算精度不够好, 所以选相合闸装置对采集信号进行了滤波处理。

表2 计算频率与实际频率对比

Table 2 Comparison of calculated frequency and the

actual frequency

信号发生器 显示频率/Hz	示波器 实测频率/Hz	Hilbert 变换 实测频率/Hz
49.8	49.83~49.84	49.81
49.9	49.90~49.91	49.90
50.0	50.01~50.02	49.99
50.1	50.11~50.14	50.11
50.2	50.20~50.22	50.19

### 6.1.2 信号初始相位测量分析

为检验本文所设计方法对信号初始相位的测量效果, 尤其是在信号频率在 50 Hz 上下发生波动时的测量效果, 同样由上述信号发生器作为信号源输出, 选相装置采样频率固定 6.4 kHz, 但存在一个问题, 就是信号发生器输出信号的初始相位是不可知的, 但为检验其测量效果, 采用了如下的方式, 在信号发生器每种频率输出下, 由选相合闸装置测量信号的频率、初始相位、信号幅值, 信号频率测量效果上一小节已有说明, 根据测得的信号频率与初始相位信息通过下式重构采样信号, 其中  $n$  为采样点个数,  $T_1$  为采样周期,  $A_c$ 、 $f_c$ 、 $\varphi_c$  分别为测量得到的幅值、频率、以及初始相位。

$$x_c(n) = A_c \sin(2\pi f_c n T_1 + \varphi_c) \quad (20)$$

图 5 中的 5 组曲线分别对应 49.8~50.2 Hz 之间的 5 种信号频率下的重构信号与原始采样信号, 实线为原始采样波形, 虚线为重构信号波形, 由于信号初始部分的吻合度, 更能说明初始相位的测量精度, 所以分别只取了 40 个采样间隔时间内的数据进行绘图。由图可见, 重构的信号与原始信号吻合度

良好，这样在信号频率测量准确的情况下，表明所计算出的信号初始相位是准确的。

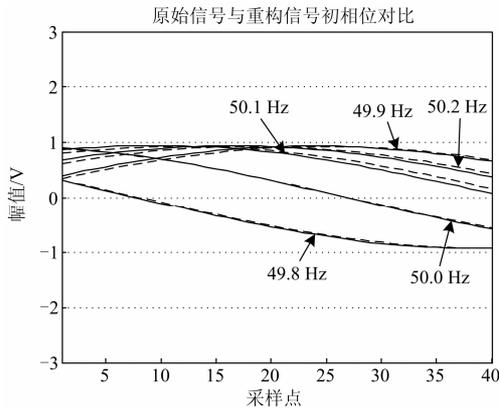


图 5 原始信号与重构信号初相位对比

Fig. 5 The original signal and the reconstructed signal phase contrast

在此计算每种频率下原始信号  $x(n)$  与重构信号  $x_c(n)$  的相关度，直接调用 Matlab 的  $R = \text{corrcoef}(x, x_c)$  命令，只对上述40个采样间隔时间内的数据进行分析。

输出矩阵  $R$  是一个二维矩阵(对角元素恒为1)，两个输入矩阵的相关系数为  $R(1, 2) = R(2, 1)$ ，其值在  $[-1, 1]$  之间，1表示最大的正相关，-1表示绝对值最大的负相关<sup>[15]</sup>。

在每种频率下原始信号与重构信号的相关度测量结果如表3所示。

表3 曲线相关度

Table 3 Curve correlation

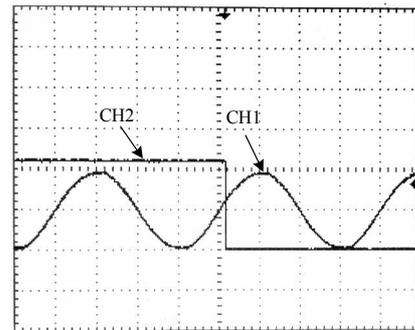
曲线频率/Hz	相关度
49.8	0.999 3
49.9	0.996 9
50.0	0.999 9
50.1	0.983 4
50.2	0.992 3

通过相关度的数值，说明重构信号与原信号的相关度高，也进一步表明了重构信号与原始信号的吻合程度，间接证明了所测信号初始相位的准确性。

### 6.2 模拟负载的选相合闸效果测试

以上是对所设计的选相合闸参数计算方法的实际数据测量分析，以下在此基础上进一步检验所设计的选相合闸装置的总体执行效果，为此在实验室由电感与电阻箱串联作为模拟负载，电源电压 220 V，将双科电子的 MTC55A-16 模块内的两个单向可控硅的反并联，串联在回路中，作为选相的执行部件。首先在回路接通的情况下选相合闸装置对电源电压、回路电流进行测量，继而断开回路，按照所

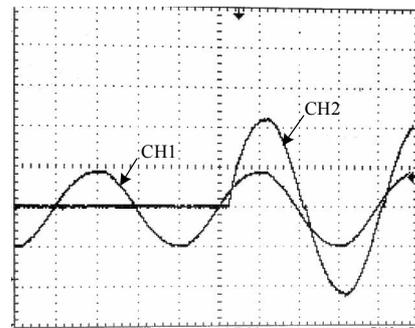
设计的选相合闸程序计算选相合闸参数，计算选相延时时间，在规定时刻输出驱动信号，控制可控硅接通回路，实现选相功能。图 6 与图 7 为选相测试结果，此时通过调节电感与电阻负载的数值，回路中的功率因数角为  $18^\circ$ ，负载电流约 50 A，图 6 的 CH1 为电源电压波形，CH2 为单片机输出的驱动波形，驱动为反逻辑，可见在电压过零处后约 1 ms 处驱动脉冲发出，选相相位与实际回路的功率因数角是一致的，表明整体选相执行程序设计的正确性。图 7 的 CH1 为电源电压波形，CH2 为示波器捕获到的合闸瞬间一段时间内的回路电流波形，由图中可以看出在电压过零约 1 ms 处回路电流产生，且电流为标准正弦波不含非周期分量，也进一步表明了选相合闸装置功率器件部分的响应速度快以及选相合闸的效果。



横轴 5 ms/div  
纵轴 CH1 300 V/div; CH2 1 V/div

图 6 选相驱动波形

Fig. 6 Phase selection driving waveform



横轴 5 ms/div  
纵轴 CH1 300 V/div; CH2 30 A/div

图 7 选相电流波形

Fig. 7 Phase selection current waveform

### 6.3 断路器瞬动校验选相测试

断路器试品选取额定电流为 350 A 的塑壳断路器，试验电流持续时间设定为 200 ms，为了方便观察和对比，对试验电流、电压波形进行了归一化处理。

试验同样分为额定电流试验, 8 倍电流试验和 12 倍电流试验, 由于额定电流为 350 A, 则在控制线圈组合产生电流时, 选择大电流变压器线圈并联 +KM2 的连接方式, 控制逻辑选择 KM1、KM2、KM7 和 KM8 的组合方式。

试验系统采用逐步逼近控制方法, 经过第一次试验, 对 8 倍与 12 倍电流补偿系数进行调整, 第二次试验结果如图 8 所示, 8 倍额定电流为试品不动作电流; 12 倍额定电流为试品动作电流, 可见在施加电流后试品在规定时间内动作, 回路断开, 电流消失, 通过观察波形发现, 经选相合闸后, 瞬动校验回路中电流基本不含非周期分量, 达到了试验的精度要求。所以选相合闸系统能够在瞬动设备上良好的完成诸如采集、计算合闸参数、精确合闸等各项工作。

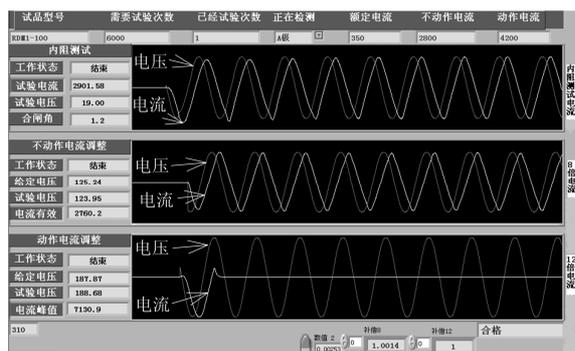


图 8 瞬动测试结果

Fig. 8 Instantaneous test results

## 7 结论

本文针对电网信号频率波动时信号初始相位计算误差大的问题, 提出了基于 Hilbert 变换的信号初始相位的计算方法, 并在此变换下进行信号频率的测量, 完成对选相合闸参数的计算, 选相合闸参数的测试效果分析表明所设计的计算方法在频率波动时具有较高的测量精度; 模拟负载实验表明所设计的选相合闸装置选相的整体执行效果好; 与断路器瞬动校验设备配合进行瞬动校验测试也进一步说明该装置具有较高的选相精度。

## 参考文献

[1] 陆俭国, 李奎, 杜太行, 等. 塑壳断路器可靠性理论与验证试验方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(5): 180-185. LU Jianguo, LI Kui, DU Taihang, et al. Reliability theory and test methods of moulded case circuit-breakers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(5): 180-185.

[2] 杜太行, 陈培颖, 弭艳芝, 等. 基于 FFT 算法的交流电选相分合闸技术[J]. 电工技术学报, 2003, 18(6): 80-83, 87. DU Taihang, CHEN Peiyang, MI Yanzhi, et al. Technology of phase selection of AC apparatus based on FFT[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(6): 80-83, 87.

[3] 温和, 滕召胜, 王永, 等. 改进加窗插值 FFT 动态谐波分析算法及应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 270-277. WEN He, TENG Zhaosheng, WANG Yong, et al. Improved windowed interpolation FFT algorithm and application for power harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 270-277.

[4] 唐轶, 陈奎, 谷露, 等. 一种高精度快速计算电力谐波参数的方法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(5): 43-47. TANG Yi, CHEN Kui, GU Lu, et al. An accurate and fast approach to calculating the power harmonics parameters [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(5): 43-47.

[5] 王刘旺, 黄建才, 孙建新, 等. 基于加汉宁窗的 FFT 高精度谐波检测改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 28-33. WANG Liuwang, HUANG Jiancai, SUN Jianxin, et al. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 28-33.

[6] 姚致清, 赵倩, 刘喜梅, 等. 基于准同步原理的逆变器并网技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 123-126, 131. YAO Zhiqing, ZHAO Qian, LIU Ximei, et al. Research on grid-connected technology of inverter based on quasi synchronous principle[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(24): 123-126, 131.

[7] 孙鹏, 杨永越. 五点加权 FFT 介质损耗角测量算法的研究[J]. 高压电器, 2015, 51(3): 88-92. SUN Peng, YANG Yongyue. Five-point weighted FFT algorithm for measurement of dielectric loss angle[J]. High Voltage Apparatus, 2015, 51(3): 88-92.

[8] 田文博, 余健明, 马小津, 等. Dolph-Chebyshev 窗插值 FFT 的谐波参数估计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(2): 50-54. TIAN Wenbo, YU Jianming, MA Xiaojin, et al. Estimation of harmonics parameters based on Dolph-Chebyshev window interpolation FFT algorithm

- [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2014, 26(2): 50-54.
- [9] 曹敏, 熊浩, 刘然, 等. 基于 Rife-Vincent 窗的录波电流谐波分析方法[J]. 电网与清洁能源, 2013, 29(3): 7-11.  
CAO Min, XIONG Hao, LIU Ran, et al. Harmonic analysis of recorded current wave based on Rife-Vincent window[J]. Power System and Clean Energy, 2013, 29(3): 7-11.
- [10] 程志华, 杜太行, 田亮亮, 等. 选相合闸 FFT 算法的误差分析与对策[J]. 电子设计工程, 2010, 18(7): 195-197.  
CHENG Zhihua, DU Taihang, TIAN Liangliang, et al. Analysis and countermeasure of the error of phase selection based on FFT[J]. Electronic Design Engineering, 2010, 18(7): 195-197.
- [11] 魏晓璞, 徐永海, 郭春林, 等. 基于 Hilbert 变换与 Pisarenko 谐波分解的电压闪变参数估计[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(6): 26-29, 34.  
WEI Xiaopu, XU Yonghai, GUO Chunlin, et al. Parameter estimation of voltage flicker based on Hilbert transform and Pisarenko harmonic decomposition[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(6): 26-29, 34.
- [12] 罗慧, 王友仁, 崔江, 等. 基于分数阶 Hilbert 变换的模拟电路双层故障特征提取方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 150-154.  
LUO Hui, WANG Youren, CUI Jiang, et al. A method of analog circuit two-layer fault feature extraction based on fractional Hilbert transform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(6): 150-154.
- [13] 刘乾坤, 李宏伟, 许珉, 等. 基于插值 FFT 算法重构的 Hilbert 变换测量无功功率的新方法[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(15): 19-22.  
LIU Qiankun, LI Hongwei, XU Min, et al. A novel method of reactive power measurement based on interpolation FFT algorithm refactoring Hilbert[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(15): 19-22.
- [14] 赵升, 张彬彬, 苏秀苹, 等. 电器试验选相合闸自适应控制技术及其实现[J]. 电测与仪表, 2014, 51(10): 82-87.  
ZHAO Sheng, ZHANG Binbin, SU Xiuping, et al. The self-adaptation control technology and its realization of electrical apparatus measuring device for phase[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(10): 82-87.
- [15] 朱宁辉, 白晓民, 董伟杰. 基于 EEMD 的谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(7): 92-98.  
ZHU Ninghui, BAI Xiaomin, DONG Weijie. Harmonic detection method based on EEMD[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(7): 92-98.

---

收稿日期: 2014-11-22; 修回日期: 2015-01-14

作者简介:

孙曙光(1979-), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电器检测与试验; E-mail: sunshuguang\_2000@163.com

杜太行(1963-), 男, 博士, 教授, 研究方向为电器检测与试验、计算机应用、工业自动化等;

王景芹(1964-), 女, 博士, 教授, 研究方向为电器可靠性与电接触理论及应用。

(编辑 张爱琴)