

一种微机智能电量综合变送器

专祥涛,韩小琪,刘海波

(武汉大学电气工程学院,湖北 武汉 430072)

摘要: 针对微机保护和监控系统按单元配置信号采集装置的特点,提出了一种综合电量采集装置的设计思想,并对其算法进行了研究。研究表明,该设计可以滤除10次以下的整次谐波,对高频的非整次谐波也有较好的滤波作用,而且在采样点数为20点时,频率偏移对采样处理的影响也在可以接受的范围。

关键词: 微机; 变送器; 数据采集

中图分类号: TM93 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2002)01-0015-03

1 引言

电量变送器在电力系统中的应用十分广泛,它是计量、保护、监控等系统中不可缺少的组成部分。在以往的仪表中是用模拟电路来实现电量变送器的功能,这种变送器一般功能比较单一、响应速度比较慢,而且不易与现在的微机保护和监控系统接口。随着微处理器的出现使数字式仪表实现智能化。随着单片机性能的不断改善和价格的大幅度下降,已经使智能化趋势从实验室仪表扩展到安装式仪表,微机变送器也随之而生。微机变送器又称交流采样变送器,它的主要特点是一机多能,具有良好的性能指标和较高的性能价格比,可以实现与微机保护、监控设备的数字通信接口。

微机变送器一般可同时测量交流电流、电压、有功功率、无功功率、频率、功率因数等,有的还可以测量电能,还可以根据需要扩展其它功能。根据用户的需要,微机变送器的输出形式可以是数字量输出,也可是模拟量输出,还可以进行当地显示。

2 微机变送器的基本工作原理

微机变送器方框图如图1所示。电压、电流经过电压互感器PT和电流互感器CT进行隔离和衰减,电流互感器的二次电流经过*i/u*转换电路变成电压信号。各路电压信号在微处理器的控制下同步采样保持后,多路模拟开关将各路采样保持器中保存的模拟信号分时送给单片机中的A/D转换器进行模/数转换,变成数字量进行处理。处理的结果可以在当地显示,可以进行D/A转换输出,也可以由另外的单片机实现通信功能。

微机变送器的主要误差来源有互感器的角差和非线性误差,A/D转换器的非线性误差和量化误差等,在要求较高的变送器中,为了消除或减少这些误

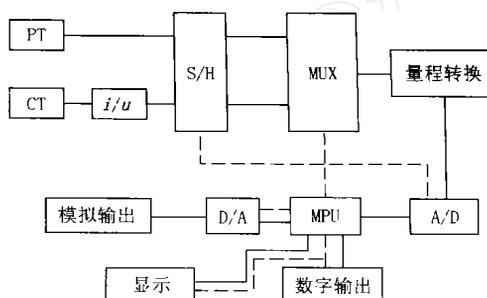


图1 微机变送器功能方框图

差,采用了误差修正技术。如为了补偿互感器的角差的影响,设置了RC移相网络,在微处理器控制中对互感器的角差实现分段补偿。当输入接地时,对零位漂移进行A/D转换,以实现零漂跟踪补偿。将输入分为三段进行分段补偿,为此设置3个标准输入,对A/D转换器分段进行跟踪校准,以修正其非线性误差。为了提高信号的测量精度,设置了A/D转换器前级增益切换电路,在4种不同的增益中进行选择,以保证输入A/D转换器的信号具有足够的幅度。

3 算法实现

在微机继电保护装置中,需要获取系统各元件的电流、电压、功率等交流电量,且必须满足实时性的要求,及时响应现场各种状态的变化,迅速准确地作出保护反应,消除或降低故障引起的严重后果。因此快速、准确获得各种交流量对于电力系统微机保护装置具有非常重要的作用。交流电量的采集一般采用交流采样法,它具有响应速度快、节省投资、工作可靠和维护简单等优点,但交流采样所得的信号是信号的瞬时值,需要经过一定的算法才能计算出所需要的电量的信息(本例中是采集量的基波有效值)。如何快速准确地计算出基波有效值,这就提

出了算法的问题。

算法包括两个部分,一个是滤波作用,一个是计算出有效值。由傅立叶变换的性质,我们进行如下的推导。

假设输入信号的表示为

$$f(t) = f_0 + \sum_{k=1}^{N/2} f_k \sin(k t + \varphi_k)$$

式中, f_k 为 k 次谐波的幅值; N 为采样点数; φ_k 为 k 次谐波的相位(相对于采样起始时刻); f_0 为直流分量。

则由傅立叶变换可得

$$\int_{t-T}^t f(t) \sin(\omega t) dt = f_1 \cos \varphi_1$$

$$\int_{t-T}^t f(t) \cos(\omega t) dt = f_1 \sin \varphi_1$$

上式经过进一步的变换,可以计算出被测信号的幅值和相位。

当分别采集电压 u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 和电流 i_a 、 i_b 、 i_c 时,可以得到三相电压和三相电流的有效值和相位,从而可以计算出基波的有效功率和无功功率。

设由数据处理得到电压的基波分量为 $u_{ab} \cos \varphi_{ab}$ 、 $u_{ab} \sin \varphi_{ab}$ 、 $u_{ca} \cos \varphi_{ca}$ 、 $u_{ca} \sin \varphi_{ca}$ 、 $u_{bc} \cos \varphi_{bc}$ 、 $u_{bc} \sin \varphi_{bc}$, 电流的基波分量为 $i_a \sin \varphi_a$ 、 $i_a \cos \varphi_a$ 、 $i_b \sin \varphi_b$ 、 $i_b \cos \varphi_b$ 、 $i_c \sin \varphi_c$ 、 $i_c \cos \varphi_c$ 。则可以得到功率计算式

$$P = \frac{1}{2} [(u_{bc} \cos \varphi_{bc})(i_a \cos \varphi_a) - (u_{bc} \sin \varphi_{bc})(i_a \sin \varphi_a) + (u_{ca} \cos \varphi_{ca})(i_b \cos \varphi_b) - (u_{ca} \sin \varphi_{ca})(i_b \sin \varphi_b)]$$

$$Q = \frac{1}{2} [(u_{bc} \sin \varphi_{bc})(i_a \cos \varphi_a) - (u_{bc} \cos \varphi_{bc})(i_a \sin \varphi_a) + (u_{ca} \sin \varphi_{ca})(i_b \cos \varphi_b) - (u_{ca} \cos \varphi_{ca})(i_b \sin \varphi_b)]$$

在对每路采样的信号进行处理时,仅保存当前一个周期的采样点。假设在基波的一个周期中采样 N 个点,那么根据前面的积分式可得

$$f_1 \cos \varphi_1 = \frac{T}{N} \sum_{k=1}^N f(k) \sin(\omega k \times \frac{T}{N})$$

$$f_1 \sin \varphi_1 = \frac{T}{N} \sum_{k=1}^N f(k) \cos(\omega k \times \frac{T}{N})$$

在实际进行数据处理时,若每采样 N 个点进行一次数据处理,有以下几个缺点:1、一次进行处理的计算量比较大;2、不能迅速跟踪交流变量的变化,最大有一个周期的延时,这一点对于实时数据处理来

说非常不利;3、所采集的每一个点仅用到一次,没有充分利用它,这对于数据处理来说,是一种浪费。因此,根据傅立叶变换推出下列计算式。

设输入的信号是一个正弦量,而且基波的周期已知。在基波的一个周期中,采样 N 个点,记作 f_1 、 f_2 、 \dots 、 f_k 、 \dots 、 f_N , 令 $f_1 \cos \varphi_1 = FC$, $f_1 \sin \varphi_1 = FS$, 则

$$FC(M) = \frac{T}{N} \sum_{k=1}^N f(k) \sin(\omega k \times \frac{T}{N}) \quad (1)$$

$$FS(M) = \frac{T}{N} \sum_{k=1}^N f(k) \cos(\omega k \times \frac{T}{N}) \quad (2)$$

当在采集一个点时,记作 f_{N+1} , 此时计算 FC 和 FS 的序列为 f_2 、 f_3 、 \dots 、 f_k 、 \dots 、 f_{N+1} ,

$$FC(M+1) = \frac{T}{N} \sum_{k=2}^{N+1} f(k) \sin[\omega(k-1) \times \frac{T}{N}]$$

$$FS(M+1) = \frac{T}{N} \sum_{k=2}^{N+1} f(k) \cos[\omega(k-1) \times \frac{T}{N}]$$

此处 $FC(M+1)$ 、 $FS(M+1)$ 在相位上之后于 $FC(M)$ 、 $FS(M)$ 一个采样点的距离。若保持其相位不变,则只需要用 f_{N+1} 替代 f_1 即可。即

$$FC(M+1) = \frac{T}{N} \sum_{k=2}^N f(k) \sin(\omega k \times \frac{T}{N}) + \frac{T}{N} f_{N+1} \sin(\omega \times \frac{T}{N}) \quad (3)$$

$$FS(M+1) = \frac{T}{N} \sum_{k=2}^N f(k) \cos(\omega k \times \frac{T}{N}) + \frac{T}{N} f_{N+1} \cos(\omega \times \frac{T}{N}) \quad (4)$$

用(3) - (1)、(4) - (2)得

$$FC(M+1) = FC(M) + \frac{T}{N} [f_{N+1} - f_1] \sin(\omega \times \frac{T}{N})$$

$$FS(M+1) = FS(M) + \frac{T}{N} [f_{N+1} - f_1] \cos(\omega \times \frac{T}{N})$$

以上结果是由起始角开始替代,进一步推导可得当采样第 $L \times N + K$ 时(L 、 K 为自然数),

$$FC(M+1) = FC(M) + \frac{T}{N} [f_{L \times N + K} - f_{(L-1) \times N + K}] \sin(\omega K \times \frac{T}{N})$$

$$FS(M+1) = FS(M) + \frac{T}{N} [f_{L \times N + K} - f_{(L-1) \times N + K}] \cos(\omega K \times \frac{T}{N})$$

从上式可以看出,经过递推的计算公式为,保持相位不变,采样信号处理的结果是将 N 项之前的采样结果用当前采样值替代,计算式没有变化。

4 误差分析

在此数据采集和处理中,产生误差主要有以下

几个因素:谐波的影响、基波频率的偏移、装置软硬件的影响,以下分别对其进行分析。

4.1 谐波的影响

在上面的数据处理中,应用了两个窗函数:全波正弦函数(一个基波周期)、全波余弦函数(一个基波周期)。下面对这个窗函数(以全波余弦函数为例)的滤波效果进行分析。

$$[f_1 \cos^{-1}](t_1) = \int_{t_1-T}^{t_1} f(t) \sin(\pi t/T) dt = \int_0^T f(t+t_1) \sin(\pi t/T) dt$$

$$[f_1 \sin^{-1}](t_1) = \int_{t_1-T}^{t_1} f(t) \cos(\pi t/T) dt = \int_0^T f(t+t_1) \cos(\pi t/T) dt$$

窗函数的时域表达式为

$$h(t) = \begin{cases} 0 & t > T, t < 0 \\ \cos \pi t/T & 0 \leq t \leq T \end{cases}$$

该函数对所有频率为基波的整数倍的谐波和直流分量都完全滤掉了,对非整次谐波的高频分量,也具有很好的滤波效果,它实际上是一个中心频率为基波频率的带通滤波器。他们对高频分量的滤波能力是满意的。因为对于目前实际可能的最长线路,由于分布电容引起的高频分量都比50Hz高得多,一般在150Hz以上,对于这些频率成分,该算法的滤波效果很好,但它对于非周期的低频分量的抑制效果比较差。

4.2 基波频率偏移的影响

基波的频率偏移主要是因为在进行数据采集中应用了非同步采样。所谓同步采样就是采样周期严格地与基波的周期保持一个整数倍数的关系,否则就是非同步采样。之所以采用非同步采样由于以下几个原因:1、同步采样需要采用锁相环,而且在有谐波影响时也不能保证是同步采样(周期测量存在误差);2、同步采样所得的数据进行处理时计算量比较大,不适宜于在多通道高速数据采集系统中;3、采用非同步采样对测量精度的影响也不大。下面对非同步采样对测量精度的影响进行研究。

假设基波的频率为1(归一化),采样点数为 N ,采样后经过计算所得的基波有效值(没有进行标度变换)如表1。

由表1可以看出:

1)随着采样点数的增多,频率偏移对测量精度的影响越大,而且数据处理的计算量也迅速增加;

2)频率偏移越多,其对测量精度的影响越大;

3)在频率偏移2%以内时,频率偏移的影响很小,在频率偏移5%以内时,频率偏移的影响也比较小。

表1 频率偏差对傅立叶变换求基波幅值的影响

频率 f	$N=8$		$N=16$		$N=20$	
	有效值	误差(%)	有效值	误差(%)	有效值	误差(%)
0.95	4.0144	+0.36	8.0606	+0.7575	10.0804	+0.804
0.96	4.0219	+0.5474	8.0694	+0.8675	10.0904	+0.904
0.97	4.0241	+0.6025	8.0676	+0.8425	10.0873	+0.873
0.98	4.0212	+0.53	8.0554	+0.6925	10.0711	+0.711
0.99	4.0132	+0.33	8.0328	+0.41	10.0420	+0.420
0.996	4.0059	+0.1475	8.0144	+0.18	10.0183	+0.183
1	4	0	8	0	10	0
1.004	3.9933	-0.1675	7.9840	-0.2	9.9797	-0.203
1.01	3.9818	-0.455	7.9570	-0.5375	9.9454	-0.546
1.02	3.9586	-1.035	7.9041	-1.19875	9.8783	-1.217
1.03	3.9304	-1.65	7.8414	-1.9875	9.7989	-2.011
1.04	3.8974	-2.565	7.7691	-2.88625	9.7076	-2.924
1.05	3.8597	-3.5075	7.6874	-3.9075	9.6046	-3.954

因此,在采样点数为20点时,系统频率的偏移一般不会超过5%,此时频率偏移对测量的精度的影响在可以接受的范围之内,尤其是在所测量精度要求不高而速度要求很快的场合时,不采用同步采样。

4.3 装置软硬件的影响

采样装置中A/D转换器的分辨率对测量的误差是有影响的,它关系到测量的精度问题。所采用的A/D转换器的位数越多。采用8位ADC,分辨率为满刻度的1/256;采用12位ADC,分辨率为满刻度的1/4096。在进行数据处理时,所采用的有效计算位越多,计算舍入误差越小。不论是增加ADC的位数还是增加数据处理的有效计算位,所得的测量精度也就越高,但此时计算量也显著增加,必须在两者之间寻求一个统一。

5 结语

在电力系统微机保护装置以及对测量精度要求不高的监控系统中,采用上述的计算方法,对硬件的要求比较低,软件的计算量也较小,可以做到高速多通道采样,频率漂移的影响也较小,它是可行的。但是该算法对于低频谐波的滤除作用(下转第59页)

德变 10kV 高新线出线电流的日均方根电流为 180A,表 1 列出了理论线损计算中,考虑了实际运行方式与不考虑实际运行方式的理论线损的差别。

表 1 理论线损计算差别

	日理论线损 电量(kWh)	计算配变:容量 (kVA)/台	计算线路 总长(m)
高新 613 线	2420.5	4735/40	11300
西陆 627 线	0	5615/41	15210
高新 - 西陆联络	1678.3	10350/81	26510

从表 1 中可以看出,如果实时线损计算未与线路实际运方相对应,则其计算出来的理论线损电量误差达 $(2420.5 - 1678.3)/1678.3 = 44.22\%$ 。

因此,对于 10kV 配网来说,一旦运行方式改变,就要随即改变线路模型参数。所以,对于 10kV 配网来说,哪一个时段对应哪一种运方,要由电脑保存下来,以便在月末按各种运方对应的时段自动进行理论线损计算。要做到这一点,就必须运用 GIS 来进行运行方式的管理。另外,理论线损的应用,反过来又可以为优化运行方式提供依据,使运行方式选择线损较小的模式。

收稿日期: 2001-03-28

作者简介: 高颂九(1969-),男,工程师,从事 MIS(包括 GIS)管理信息系统的开发与应用、变配电及线路的设计与管理等工作。

The management and application of distribution network s running mode on GIS and SCADA

GAO Song-jiu

(Zhenhai Power Supply Bureau ,Ningbo 315200 ,China)

Abstract: The running mode management of distribution network on GIS and SCADA makes the running mode managemen more scientific and modern. The application of this system in Zhenhai Power Supply Bureau improved the reliability of power supply and made the energy loss rate fall step by step.

Keywords: MIS; GIS; SCADA; distribution network; running mode; energy loss; reliability

(上接第 17 页) 很小,因此必须考虑该方法的应用环境。

参考文献:

- [1] 雷惠博. 电量变送器及其检定装置[M]. 北京:中国电力出版社,1999.
- [2] 黄益庄. 变电站综合自动化技术[M]. 北京:中国电力出版社,2000.
- [3] 杨奇迹. 微型机继电保护基础[M]. 北京:中国电力出版社,1988.

- [4] 郑君里,杨为理,应启珩. 信号与系统(上)[M]. 北京:高等教育出版社,1981.

收稿日期: 2001-06-03

作者简介: 专祥涛(1975-),男,硕士,主要从事变电站综合自动化、测控仪器的开发等方面的研究; 刘海波(1976-),男,硕士,主要从事电力系统自动化方面的研究; 韩小琪(1975-),男,硕士,主要从事电力系统自动化方面的研究。

A microprocessor based transducer of complex electrical parameters

ZHUAN Xiang - tao , HAN Xiao - qi , LIU Hai - bo

(Electric Engineering College of Wuhan University ,Wuhan 430072 ,China)

Abstract: This paper puts forward a designation of sampling device of complex electrical parameters due to the characters of the microprocessor-based protection, supervisory and controlling device, and its algorithm is studied. The algorithm can filter the integer harmonics of the 2nd to 10 th of fundamental frequency and decrease the highfrequency harmonic. When sampling 20 data in a fundamental cycle, the offset of the fundamental frequency has hardly any influence on result of data calculation.

Keywords: microprocessor; transducer; data sampling