

## ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ

Аксененко В.Д., Аксененко Д.В.

ЦНИИ «Электроприбор»  
197046, г. Санкт-Петербург, ул. Малая Посадская, 30

Разность фаз сигналов широко используется в качестве промежуточного параметра при преобразовании в код неэлектрических величин, поэтому разработке методов измерения разности фаз уделяется значительное внимание. Известен ряд методов преобразования фазы в код с аппаратной реализацией алгоритма, недостатком которых являются неудовлетворительные массогабаритные характеристики. Преобразователь фазы в код (ПФК) используется для ввода информации в ЭВМ и при многоканальной аппаратной реализации с повышенной точностью его масса и габариты превосходят массу и габариты вычислителя.

Одним из путей решения этой проблемы является программная реализация той или иной части алгоритма преобразования в вычислителе, при которой уменьшение аппаратных затрат достигается за счет использования вычислительных ресурсов ЭВМ. Быстрый рост производительности вычислительных средств позволяет возложить на них решение все более широкого круга задач, в том числе цифровой обработки сигналов, что позволяет считать перспективным рассматриваемый подход к миниатюризации аппаратуры. Пример частичной реализации данного подхода описан в [1], в настоящей работе рассматривается дальнейшее его развитие с переносом всего алгоритма обработки сигнала в ЭВМ. При этом разность фаз не измеряется аппаратными средствами, а вычисляется в ЭВМ по выборкам входных сигналов.

Известные вычислительные методы измерения разности фаз [2-4] обеспечивают однозначное преобразование в пределах 180 градусов и имеют существенную погрешность от влияния высших гармоник сигналов, которая резко возрастает на границах диапазона однозначности [2].

Существенно уменьшить объем вычислений, расширить диапазон однозначности до 360 градусов и повысить точность преобразования можно при использовании коррелятора в качестве измерителя рассогласования фазовой следящей системы. Функции цифровых узлов следящей системы могут быть реализованы программно в вычислителе, в результате чего в аппаратной части ПФК остаются лишь входные АЦП и система ФАПЧ. Система ФАПЧ вырабатывает синхронно с одним из входных сигналов импульсы запуска АЦП и необходимые прерывания ЭВМ. Запрос прерывания вырабатывается с задержкой относительно импульса запуска АЦП на время преобразования АЦП. По прерыванию ЭВМ считывает коды с выходов АЦП и осуществляет их обработку.

Блок-схема процесса обработки информации приведена на рис.1. Из блок-схемы видно, что оценка начальных фаз двух входных сигналов производится независимо двумя идентичными программно-реализованными следящими системами, а затем на выходе вычисляется их разность.

В каждой следящей системе производится перемножение отсчетов входного сигнала на соответствующие отсчеты сформированного системой сигнала обратной связи, полученные произведения интегрируются накапливающим сумматором. Переменная составляющая с удвоенной частотой, возникающая при перемножении отсчетов двух синусоидальных сигналов, подавляется при интегрировании произведения за время, кратное периоду сигнала. Код рассогласования следящей системы, сформированный на выходе первого накапливающего сумматора, пропорционален разности фаз входного сигнала и сигнала обратной связи. Код рассогласования интегрируется с коэффициентом  $k_1$  вторым накапливающим сумматором, формирующим код фазы сигнала обратной связи, и изменяет значение фазы сигнала обратной связи в сторону уменьшения рассогласования. В установившемся режиме код рассогласования равен нулю, фаза сигнала обратной связи равна фазе входного сигнала.

Формирование сигнала обратной связи осуществляется в два этапа. На первом формируется код мгновенной фазы сигнала путем сложения кода фазы сигнала обратной связи с кодом, соответствующим  $\omega t$  сигнала (где  $\omega$  - круговая частота сигнала,  $t$  - время). С учетом циклического характера вычислительного процесса это реализуется добавлением кода  $[N_{2\pi}/n]i$ , где  $N_{2\pi}$  - код, соответствующий  $2\pi$ ,  $n$  - число выборок сигнала за период,  $i$  - номер выборки. На втором этапе из заранее сформированной таблицы выбираются значения синуса с аргументом, равным коду мгновенной фазы сигнала.

Реализация вычислительного алгоритма рис.1 по каждому отсчету нецелесообразна, поскольку требует значительных затрат вычислительных ресурсов не только на сам алгоритм, но и на обработку прерываний, достигаемая при этом высокая частота замыкания следящей системы явно избыточна, а частотный диапазон, в котором может работать такой ПФК ограничен сверху производительностью вычислительных средств.

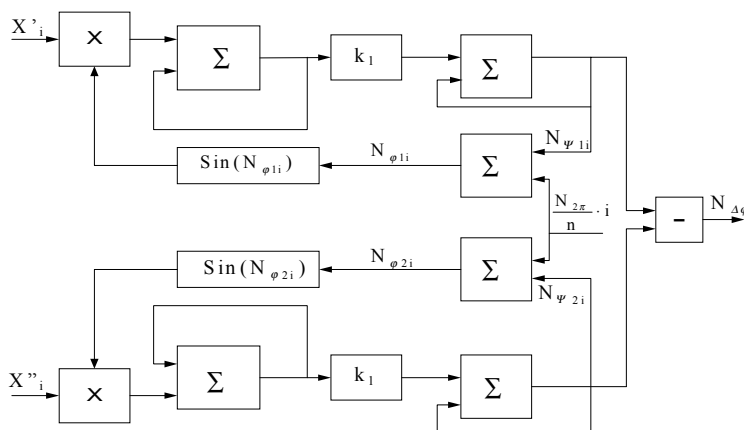


Рис.1

Расширение частотного диапазона ПФК может быть достигнуто путем разделения во времени процессов получения отсчетов входных сигналов и вычисления разности их фаз при использовании АЦП с буферной памятью. В этом случае быстродействующие АЦП оценивают выборки входного сигнала в течение одного или нескольких периодов и накапливают их в буферном запоминающем устройстве. По окончании заданного интервала накопленная информация по прерыванию переписывается в вычислитель, который начинает ее обработку, а АЦП начинают накопление очередной пачки отсчетов. Процесс вычисления в этом случае отличается от приведенного на рис.1 тем, что все отсчеты выборки умножаются на значения сигнала обратной связи с фиксированным для данной пачки значением кода начальной фазы, который уточняется по результатам обработки всей пачки отсчетов. Частота замыкания следящей системы здесь не связана с частотой входного сигнала и определяется требуемой полосой пропускания системы и имеющимися вычислительными ресурсами. Частотный диапазон такого ПФК определяется только быстродействием применяемых АЦП и буферной памяти.

Погрешность ПФК с программной реализацией алгоритма имеет определенные отличия, обусловленные тем, что здесь обрабатываются не непрерывные сигналы, а их выборки, взятые в определенные моменты времени. Величина погрешности определяется числом  $n$  выборок сигнала и числом  $k$  разрядов АЦП и уменьшается с ростом этих параметров. Зависимости максимальной величины погрешности от указанных параметров приведены на рис.2, который может быть использован для выбора АЦП по заданной погрешности. Величина погрешности на рисунке 2 приведена в минутах фазового сдвига.

Другим источником погрешности дискретизации является конечность шага аргумента при формировании таблицы синуса и разрядности его значений. Влияние разрядности представления значений синуса аналогично влиянию разрядности АЦП. Существующие ЭВМ позволяют оперировать с 16-разрядными числами, которые обеспечивают точность представления синуса, достаточную для того, чтобы пренебречь этой составляющей. Дискретность аргумента в таблице полностью переносится в погрешность определения кода фазы, т.е. является погрешностью дискретизации.

Необходимо отметить, что вышеприведенные соотношения получены для идеально чистых синусоидальных входных сигналов. Поскольку в действительности отношение сигнал/шум не бесконечно, шумы и помехи приводят к флюктуационным изменениям оценки разности фаз. При формировании выходной информации ПФК флюктуации сглаживаются и формируется усредненная оценка выходного кода. Наличие помех и сглаживания (усреднения) приводит к линеаризации нелинейности характеристики ПФК, обусловленной дискретизацией, и уменьшению величины погрешности от дискретизации (т.е. повышению разрешающей способности).

Другая особенность погрешности ПФК с программной реализацией алгоритма обусловлена специфическим влиянием высших гармоник сигнала. В отличие от ПФК с аппаратной реализацией фазового детектора, в которых ошибка от влияния нечетных высших гармоник сигнала возникает в результате перемножения этих гармоник с соответствующими гармониками закона изменения коэффициента передачи детектора во времени, здесь входной сигнал перемножается с идеально синусоидальным сигналом обратной связи, поэтому исключено влияние всех высших гармоник, кроме гармоник с номерами  $\pi \pm 1$ , где  $i = 1, 2, 3, \dots$

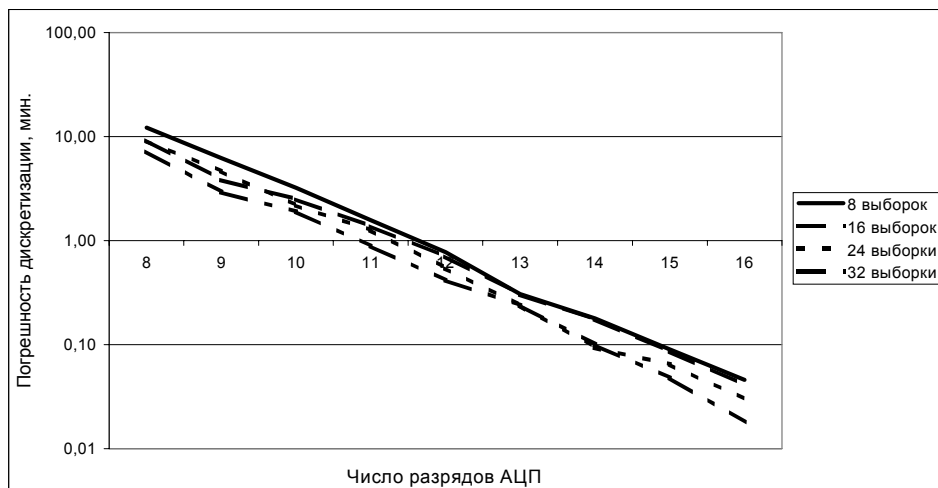


Рис. 2

В результате квантования происходит преобразование спектра исходного сигнала и возникновение копий спектра около частот, кратных частоте квантования. При широкополосном входном сигнале происходит наложение основного и репродуцированных спектров и искажение оценки параметров полезного сигнала. При  $n$  выборках за период гармоника сигнала с номерами  $n_i \pm 1$ , в том числе  $(n-1)$ -я и  $(n+1)$ -я, преобразуются на частоту основной (первой) гармоники сигнала. Возникающая ошибка изменяется в функции синуса  $n_i\varphi$  и имеет амплитуду, пропорциональную отношению амплитуды высшей гармоники из этого ряда к амплитуде основной. Использование избирательных устройств для эффективной фильтрации входных сигналов в фазоизмерительных системах нежелательно вследствие нестабильности фазовых характеристик таких устройств, поэтому для обеспечения высокой точности измерения требуется высокая спектральная чистота входных сигналов (по меньшей мере на указанных частотах).

Для уменьшения погрешности необходимо увеличить число выборок на периоде сигнала. Это может быть достигнуто при применении более быстродействующих АЦП. Однако обработка увеличенных массивов информации потребует большего времени, что приведет к понижению частоты обновления информации и увеличению динамической погрешности.

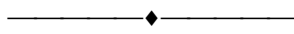
Заключение. Программная реализация ПФК рассмотренным выше образом позволяет существенно сократить аппаратные затраты при сохранении высокой точности преобразования фазы в код, а также обеспечивает пользователю возможность программной перестройки параметров ПФК, адаптируя последний к изменению условий применения.

1. Аксененко В.Д., Дорофеев А.Н. Следящий преобразователь фаза-код для БИНС на ЭСГ.- Гироскопия и навигация, 1996г. №3, с.22-27.

2. Цифровые методы измерения сдвига фаз. Новосибирск: "Наука", 1979, 288с.

3. Галахова О.П. и др. Основы фазометрии. Л.: "Энергия", 1976, 256с.

4. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). М.: "Советское радио", 1968, 468с.



Central Scientific&Research Institute Elektropribor

The signal phase difference is widely used as an intermediate parameter when converting non-electrical quantities into digit, therefore considerable attention has always been given to development of phase difference measurement methods.

The paper deals with a method for conversion of signal phase difference to digit using software implementation of conversion algorithm in the computer; as this takes place the hardware decreases at the expense of the use of computer resources.

One of examples for the implementation of the given approach is described in [1], the present paper considers its further development with transfer of the whole signal processing algorithm into the computer. In this case the phase difference is not measured by the hardware, but is calculated in the computer basing on input signal samples.

The well-known computational methods for phase difference measurement [2-4] provide single-valued conversion within 180 degrees and have an essential error because of the influence of higher harmonics of signals; this error sharply increases at the boundaries of the unambiguity range [2].

Using a correlator to measure phase tracking system mismatch, we can decrease considerably the volume of calculations, extend the unambiguity range up to 360 degrees and increase the conversion accuracy. Functions of tracking system digital units can be implemented by the software in the computer; as a result only input AD converters and the phase-locked loop system remain in the converter's hardware.

The estimation of phase angles of two input signals is independently provided by two identical tracking systems with software implementation, and then their difference is calculated. In this case the tracking system sampling rate does not depend on the input signal frequency and is determined by the required system bandwidth and available computational resources. The frequency range of such a converter is only limited by processing speed of used ADCs and buffer memory.

The converter error definition has specific differences due to the fact that processing is performed not for continuous signals, but for their samples given at certain moments of time.

The error magnitude is determined by number  $n$  of signal samplings over its period and number  $k$  of ADC resolution and decreases with the growth of these parameters. The dependences of maximum error magnitude on the given parameters are cited; these parameters can be used to select ADC according to the given error. Another source of a sampling error is an argument step finiteness when forming a table of sine and digit capacity of its magnitudes. The effect of sine value representation capacity is similar to the effect of ADC resolution. Available computers make it possible to handle with 16-bit numbers, which provide the sine representation accuracy sufficient to ignore this component. The argument step in the table is fully transferred into an error of phase difference estimation.

Another feature of the error is stipulated by specific effect of signal's higher harmonics. Here the effect of all higher harmonics is excluded, except harmonics with numbers  $ni \pm 1$ , where  $i=1, 2, 3, \dots$ . It is shown that it is necessary to increase the number of samples per signal period for error decrease.

#### REFERENCES

1. Аксененко В.Д., Дорофеев А.Н. Следящий преобразователь фаза-код для БИНС на ЭСГ.- Гирроскопия и навигация, 1996г. №3, с.22-27.
2. Цифровые методы измерения сдвига фаз. Новосибирск: "Наука", 1979, 288с.
3. Галахова О.П. и др. Основы фазометрии. Л.: "Энергия", 1976, 256с.
4. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). М.: "Советское радио", 1968, 468с.