

# **АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЭТАЛОННОГО ПРИБОРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

**Гублер Г.Б., доцент кафедры ИИТ, к.т.н.**

**Гутников В.С., зав. кафедрой ИИТ, д.т.н., проф.**

**С-Петербургский Государственный Технический Университет**

*194021, г.Сант-Петербург, ул. Политехническая, 21*

*Тел/факс: (812) 251-7444*

## **Введение**

Измерение показателей качества электрической энергии в соответствии с ГОСТ 13109-97 предполагает определение одиннадцати различных величин. В число основных входят отклонения действующих значений напряжений и токов, отклонение частоты основной гармоники, коэффициенты гармонических составляющих. Современная тенденция построения приборов предполагает создание средств измерений подобного рода на основе метода обработки выборок сигнала, когда с определенной частотой производится выборка мгновенных значений физической величины (отсчетов сигнала), а затем по полученной выборке производится расчет всех требуемых параметров [1,2].

Очевидными достоинствами такого подхода являются универсальность, возможность применить всю мощь методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) для нахождения сложных, в том числе, интегральных параметров сигнала и устранения ряда влияющих факторов. Однако, при этом, необходимо разрешить ряд задач.

Во-первых, требуется исходя из заданной точности измерений, определить требования к качеству входных каналов прибора, в том числе разрядность АЦП, частоту дискретизации сигнала, объем накапливаемых выборок, разрядность коэффициентов окон и т.д. Такая задача не является тривиальной, поскольку необходимо установить взаимосвязь между точностью выходных и входных сигналов обрабатывающей системы (алгоритмов).

Во-вторых, необходимо провести анализ используемых методов ЦОС и оценить их свойства с точки зрения влияния на точность получаемых результатов. Дело осложняется тем, что при выборе и адаптации алгоритмов необходимо учитывать вопросы реализации исследуемых методов на современной микропроцессорной технике. В частности, приходится учитывать весьма тонкие эффекты, связанные с

конечной точностью вычислений, а также общее быстроедействие системы работающей в режиме реального времени.

Актуальность поставленных задач обусловлена также и тем, что полученные результаты можно применить не только в приборах для измерения показателей качества электрической энергии но и в многих других многофункциональных приборах, основанных на методах обработки выборок сигнала.

### **О привязке длительности накопления выборки и периода дискретизации к периоду основного тона**

В настоящее время имеется хорошо разработанный аппарат использования весовых функций (окон во временной области), позволяющий избежать подобной привязки. Этому вопросу посвящена обширная литература [3,4,5]. В работе [6] было показано что реализовать такую привязку и, тем более, реализовать условие когерентности выборки (т.е. когда выполняется условие  $f_0/f_d=K/N$ , где  $f_d$  частота дискретизации,  $f_0$ – частота единственной гармоники в сигнале,  $K$  – количество периодов сигнала за время выборки,  $N$  - объем выборки), для обеспечения 16-битной точности измерений трудно даже в лабораторных условиях. Из сказанного следует, что лучше сразу отказаться от указанной привязки и пойти по пути выбора подходящего окна и объема выборки.

Поясним суть процессов происходящих при усреднении. Рассмотрим, для начала, ситуацию, складывающуюся при измерении действующего значения монохроматического сигнала.

Задача измерения действующего значения сводится к нахождению среднего значения квадрата сигнала. Т.е. необходимо выделить постоянную составляющую на фоне 2-й гармоники основного тона. Однако сигнал, состоящий из ограниченного числа гармоник, после ограничения по времени уже не может быть спроецирован на ограниченное число базисных функций (комплексных экспонент) и его энергия будет присутствовать на всех частотах. Такой эффект принято называть спектральными утечками. Спектральных утечек можно избежать, если выбрать интервал наблюдения кратным периоду гармоники, а в случае дискретизации сигнала по времени необходимо выполнить еще и условие когерентности. В то же время влияние утечек можно существенно уменьшить, применив окна, отличные от прямоугольного (окна Дирихле). Это связано с тем, что окна, спадающие к краям, уменьшают влияние разрывов функции на концах интервала наблюдения. Именно этот метод помогает избежать привязки интервала наблюдения и интервала дискретизации к периоду основного тона.

При рассмотрении процесса взвешивания в частотной области он выглядит как свертка спектра исследуемого сигнала с частотной характеристикой окна.

В случае если сигнал состоит из нескольких гармоник, использование окон позволяет уменьшить спектральные утечки, т.е. влияние гармоник друг на друга. При измерении действующего значения это позволяет избежать искажения сигнала на нулевой частоте.

### **Выбор окна и длины интервала наблюдения**

При использовании оптимальных окон достаточно производить накопление выборки в течение 5-7 периодов основного тона. Использование 10-20 периодов позволяет применять различные типы окон, например треугольное, Ханна, Блэкмана-Хэрриса. Таким образом, при выборе времени накопления 0,3-0,5с мы можем выбирать из широкого класса окон с приемлемой скоростью спада боковых лепестков (желательно более высокой чем  $1/f$ ) и опираться на соображения удобства применения окон. Например, удобные окна, не требующие чрезмерного динамического диапазона для представления коэффициентов. Для определенности остановимся на длине выборки соответствующей 16-ти периодам основного тона. Одним из подходящих вариантов среди упомянутых выше и рассмотренных нами кандидатов является окно Ханна [3,4,5]. Оно имеет импульсную характеристику вида

$$g(t) = 0.5 + 0.5\cos(2\pi t/T), \quad |t| \leq T \quad (1)$$

Его частотная характеристика описывается формулой

$$G(f) = \frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT} \cdot \frac{1}{1 - (fT)^2} \quad (2)$$

Окно Ханна конкурентноспособно по основным параметрам, таким как уровень боковых лепестков (первый лепесток -31.5 дБ), скорость спада боковых лепестков (обратно пропорциональна кубу частоты), ширина основного лепестка. За счет этих свойств легко обеспечить малое просачивание энергии через боковые лепестки при незначительной длине выборки. В то же время, оно имеет простое аналитическое описание в частотной области, что позволяет без значительных вычислительных затрат произвести расчет частоты основного тона и амплитуд гармоник.

### **Выбор частоты дискретизации, разрядности преобразования и объема выборки**

Измерение действующего значения физической величины  $U$  производится по формуле

$$U = \sqrt{\sum_{n=1}^N x(n)} \quad (3)$$

где  $x(n) = v(n)*w(n)$ ,

$$w(n) = \frac{h(n)}{\sum_{i=1}^N h(i)} \quad (4)$$

$$v(n) = u(n)*u(n)$$

$h(n)$  – весовые коэффициенты окна,  $n = 1..N$

формула для нахождения мощности аналогична формуле (3), с точностью до замены  $v(n)$  на  $p(n) = u(n)*i(n)$

Определения коэффициента гармоник потребует, очевидно, нахождение амплитуды каждой гармоники средствами спектрального анализа.

Анализ алгоритмов проводился исходя из получения результатов соответствующих высоким требованиям к точности результатов измерений достижимым на современной элементной базе, т.е. для приведенной погрешности результатов порядка 0,01%.

### **Частота дискретизации**

Теоретически, в соответствии с теоремой отсчетов Шеннона-Котельникова, нам достаточно проводить выборку с частотой вдвое превышающей максимальную граничную в сигнале. Поскольку нам требуется получить информацию о всех гармониках вплоть до 40-й гармоники [ГОСТ 13109-97] основного тона (50 Гц) речь идет о  $50*40*2=4000$  Гц. При работе на частотах дискретизации близких к предельно малой придется предъявить жесткие требования к антиалиазинговому фильтру. Чтобы избежать этого, а также искусственного раздувания объема выборки надо незначительно увеличить частоту дискретизации. Компромиссным вариантом можно считать 3-х кратное увеличение частоты, т.е. трехкратную передискретизацию (мы выбрали  $256*50=12,8$  кГц). Дополнительным положительным эффектом от увеличения частоты дискретизации будет увеличение эффективной разрядности аналого-цифрового преобразования примерно на  $\log_2(\sqrt{3.2}) = 0.84$  двоичного разряда [7].

### **Разрядность преобразования, точность расчетов и представления коэффициентов**

Количество разрядов АЦП или его погрешность квантования, определяется заданной погрешностью измерения и коэффициентом передискретизации. Поскольку

увеличение эффективной разрядности от передискретизации незначительно, погрешность квантования АЦП для измерения упомянутых величин должна соответствовать значению 0,01%. Таким образом, предпочтительно выбрать 14-15 разрядный АЦП, с учетом того, что один разряд будет отведен под знак.

Проведенные нами вычислительные эксперименты показали, что при установленных ранее параметрах выборки действительно достаточно использовать 15-ти разрядный АЦП (14 разрядов плюс знак).

В то же время, количество двоичных разрядов  $L$  достаточных для представления коэффициентов окна при установленной точности преобразования оценивается на основании формулы (5.120) из [8]

$$L = 15 + \log_2 \sqrt{\frac{2N-1}{3}}$$

где  $N$  – объем выборки

Например, при  $N=16*256=4096$ ,  $L \approx 21$  разряду. Полученная величина хорошо согласуется с экспериментом. Из приведенных данных следует, что при вычислениях необходимо использовать либо 32 разрядную сетку с фиксированной запятой, либо формат с плавающей точкой.

Мы провели ряд многофакторных вычислительных экспериментов, в среде MATLAB для проверки представленных рассуждений. В некоторых экспериментах, когда исследовалось изолированное воздействие факторов (пример полученных графиков см. на рис. 1), тестовые сигналы представляли собой чистые синусоиды.

Однако в большинстве случаев, мы использовали в качестве тестовых сигналов сигналы полученные суммированием основного тона, постоянной составляющей, 40 гармоник со случайными фазами, случайными амплитудами, не превышающими 10% от амплитуды основного тона, и широкополосной шумовой составляющей (пример на рис 2).

### **Реализация алгоритмов на микропроцессоре**

В соответствии с выбранными алгоритмами требуется реализовать взвешивание квадрата сигнала с накоплением, взвешивание произведения двух сигналов (выборок) с накоплением, быстрое преобразование Фурье (БПФ) и расчет по нему частоты основного тона и коэффициента гармоник. Естественным выбором для решения поставленных задач будет процессор DSP с фиксированной запятой, одного из популярных семейств. Алгоритмы представленные в настоящем исследовании легли в основу математического обеспечения эталонного прибора для измерения электроэнергетических параметров Энергомонитор 3.1 [2].

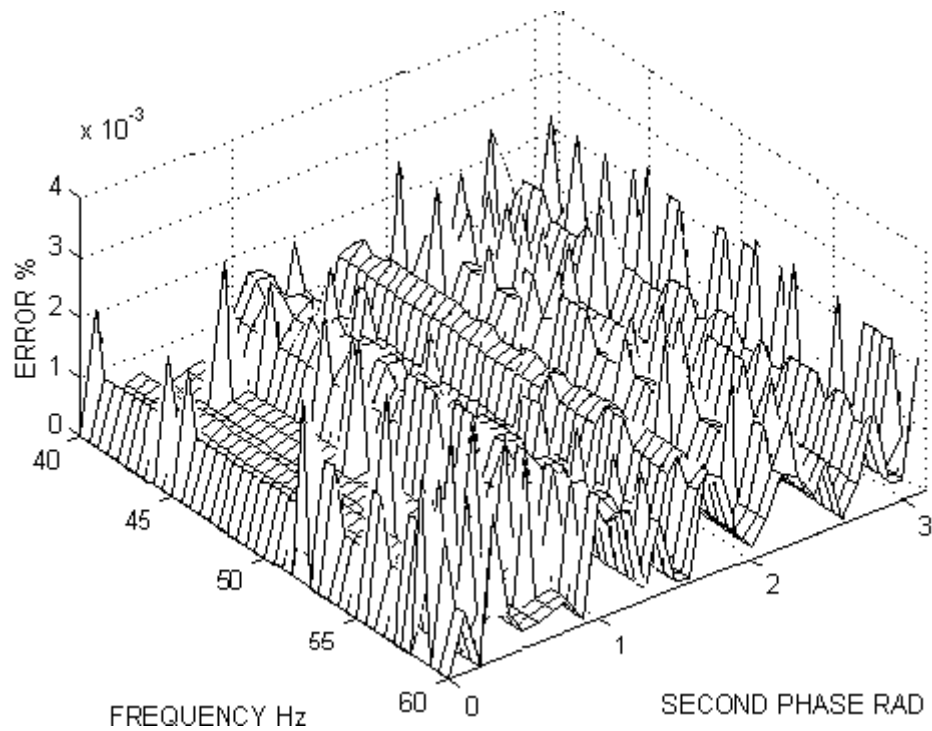


Рис. 1 Зависимость приведенной погрешности (абсолютное значение) измерения мощности от изменения частоты сигналов тока и напряжения и фазового сдвига одного из сигналов при фазе второго –  $\Pi/2$ , отсутствии гармоник, но с шумами квантования АЦП и округления при вычислениях

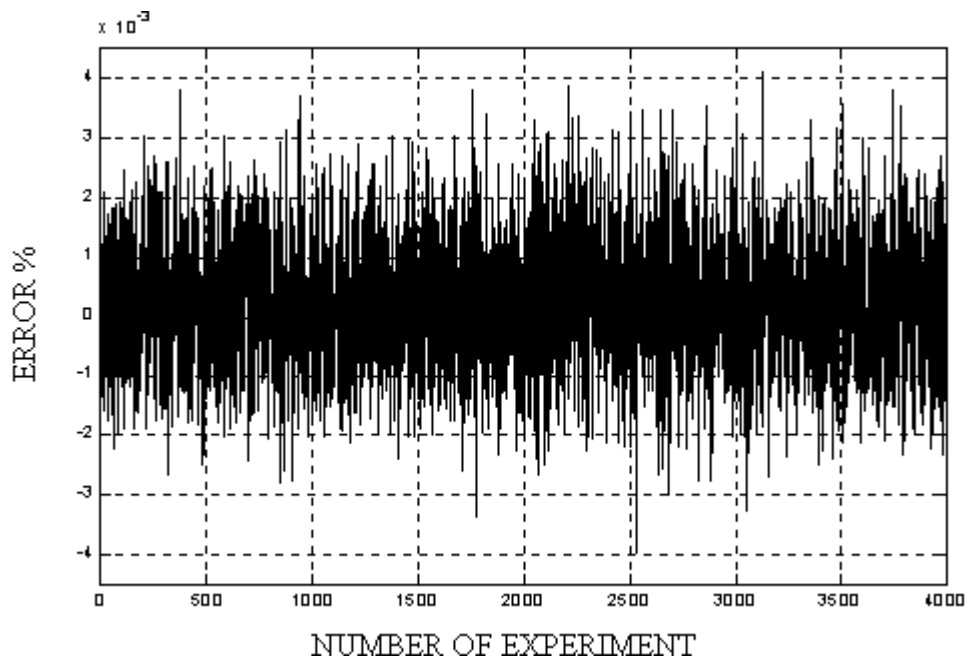


Рис. 2 Приведенная погрешность измерения мощности при произвольных начальных фазах сигналов тока и напряжения, произвольном одинаковом отклонении частот от номинальной, в присутствии гармоник и с шумом вычислений (метод Монте-Карло).

## Литература:

1. Power measuring techniques for nonsinusoidal conditions, Stefan Svensson, Göteborg, 1999, ISBN: 91-7197-760-0, ISSN: 0346-718X, Doktorsavhandlingar vid, Chalmers Tekniska Högskola, Ny serie Nr 1470
2. Шапиро Е.З. и др. "Многофункциональный эталонный прибор "Энергомонитор 3.1" для калибровки и поверки средств измерений электроэнергетических величин." Информационные материалы 1-й научно-практической конференции "Метрология электрических измерений в электроэнергетике", Москва, 2001.
3. F.J.Harris On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform Proceedings of the IEEE, vol. 66 no.1, January 1978 pp.51-83.
4. С.Л. Марпл-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ.-М.:Мир,1990.-584 с.
5. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов.-Л.:Энергоатомиздат, 1990.-192 с.
6. В.Н.Вьюхин, Ю.А.Попов, Ю.Л.Тани Исследование метода когерентной выборки для тестирования высокоразрядных АЦП. Автометрия 1997 N5 сс. 9-14
7. R.M.Gray Quantization noise spectra/ IEEE Transactionon Information Theory, vol.36,no/6,Nov. 1992, pp.1220-1244.
8. Л. Рабинер, Б. Гоулд Теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.:Мир, 1978