

УДК 621.317

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ, ОСНОВАННОГО НА ПРИМЕНЕНИИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

А.Н. Серов, А.А. Шатохин

Рассмотрен метод измерения активной мощности, основанный на спектральном анализе тока и напряжения. Показано, что основной причиной возникновения погрешности измерения является отклонение частоты входного сигнала от номинального значения. Предложены методы снижения данной погрешности, основанные на измерении частоты входного сигнала и последующего переопределения дискретных отчетов. Применительно к современным сетям переменного тока, среди рассмотренных методов, получен оптимальный по точности метод.

Ключевые слова: активная мощность, измерение частоты, цифровая фильтрация, дискретное преобразование Фурье.

Введение

Согласно существующим нормативным документам, современные средства измерения показателей качества электроэнергии (СИ ПКЭ) должны обеспечивать измерение ряда параметров активной мощности. ГОСТ Р 8.655-2009 нормирует измерение следующих параметров: активная мощность основной гармоники, активная мощность в заданной полосе частот и активная мощность гармоник.

Алгоритм измерения данных параметров можно построить на основе определения активной мощности либо во временной области, либо в частотной области [1]. В первом случае, для задания полосы частот измеряемого сигнала необходимо использовать банк цифровых фильтров. Во втором случае, для построения алгоритма измерения необходимы сведения об амплитудных и фазовых составляющих входных сигналов, а задача фильтрации решается автоматически путём выбора необходимых амплитудных и фазовых компонент спектров тока и напряжения. В случае СИ ПКЭ второй способ предпочтительней, поскольку требует лишь адаптации алгоритма ДПФ, который уже реализован в большинстве СИ данного типа.

При таком подходе алгоритм измерения активной мощности вытекает непосредственно из её определения в частотной области:

$$P = \sum_{k=1}^M U_k I_k \cos(\varphi_k), \quad (1)$$

где M – число гармоник входного сигнала; U_k – действующее значение (ДЗ) k -ой гармоники напряжения; I_k – ДЗ k -ой гармоники тока; φ_k – фазовый сдвиг между k -ми гармониками тока и напряжения.

В соответствии с формулой (1) для измерения активной мощности необходимо иметь сведения об амплитудных и фазовых спектральных составляющих напряжения и тока. Данная задача решается путём применения ДПФ к данным сигналам. При этом следует учесть, что:

- принципиально существует отклонение частоты сигналов от номинального значения (согласно ЕН50160:2007 данное отклонение не превышает 6%);
- спектральный состав токов и напряжений содержит множество гармоник (ЕН50160:2007 нормирует первые 40 гармоник);
- в сигналах, как тока, так и напряжения возможно наличие фликера (ГОСТ Р 51317.4.15-99 нормирует параметры фликера прямоугольной или синусоидальной форм).

В случае отсутствия подстройки частоты дискретизации с частотой входного сигнала, изменение последней приводит к растеканию спектра [2]. Данный эффект проявляется в возникновении искажений амплитудного и фазового спектров сигналов и, как следствие, появлению методической погрешности измерения активной мощности.

В таблице 1 показана зависимость погрешности измерения активной мощности от относительного отклонения частоты сигнала. Результаты в таблице были получены путем математического моделирования в пакете Matlab при следующих параметрах: входные сигналы синусоидальные; $I_1 = 10A$; $U_1 = 220B$; $\varphi_1 = 0$; время измерения, $T_A = 0.18c$; частота дискретизации $f_s = 12.5кГц$.

Таблица 1 - Зависимость погрешности измерения активной мощности от относительного отклонения частоты сигнала

	Относительное отклонение частоты, δ_f					
	-0,06	-0,04	-0,02	0,00	0,02	0,04
$\delta_p, \%$	0,87	0,33	2,18	0,00	0,86	0,87

Из таблицы видно, что данная погрешность может достигать 2.18% при заданных параметрах моделирования.

Увеличение частоты дискретизации слабо влияет на значение данной погрешности, поскольку не устраняет основного её источника – отсутствие кратности времени измерения и периода входного сигнала. Увеличение времени измерения в общем случае приводит к снижению погрешности измерения. Однако ГОСТ Р 8.655-2009 нормирует время измерения активной мощности - согласно данному нормативному документу оно составляет десять номинальных периодов входного сигнала, - поэтому возможности по заданию времени измерения ограничены.

Таким образом, для снижения погрешности измерения активной мощности необходимо разработать эффективный алгоритм, позволяющий снизить погрешности измерения амплитудных и фазовых составляющих спектра входных сигналов.

Метод наложения окон

Наиболее популярным способом устранения эффекта растекания спектра служит наложение окон (весовых функции) [2] к исходной последовательности временных выборок до выполнения ДПФ. В случае применения окон ДПФ от исходного сигнала примет следующий вид:

$$U_w(k) = \sum_{i=0}^{N-1} u(i)w(i)e^{-j\frac{2\pi ki}{N}}, \quad (2)$$

где N - число отчетов входного сигнала, $w(i)$ - мгновенные значения окна (весовой функции).

Наложение окна позволяет снизить эффект растекания спектра, но приводит к искажению исходного сигнала, что, в свою очередь, приводит к искажению амплитудного и фазового его спектров. В таблице 2 представлена зависимость погрешности измерения активной мощности от относительного отклонения частоты входного сигнала для случая наложения различных окон.

Таблица 2 - Зависимость погрешности измерения активной мощности от относительного отклонения частоты сигнала для случая наложения различных окон

Тип окна	Относительное отклонение частоты, δ_f					
	-0,06	-0,04	-0,02	0,00	0,02	0,04
Прямоугольное	0,87	0,33	2,18	0,00	0,86	0,87
Хэмминга	60,27	60,28	60,26	60,28	60,27	60,27
Блэкмена	69,55	69,55	69,55	69,55	69,55	69,55
С плоской вершиной	82,49	82,49	82,49	82,49	82,49	82,49

Из таблицы 2 видно, что применение окон приводит к существенному увеличению погрешности измерения активной мощности. При выполнении моделирования были выбраны те же параметры, что и при получении данных таблицы 1.

Измерение частоты с последующим переопределением выборок сигнала

Другой способ снижения влияния растекания спектра основан в виртуальной подстройке частоты дискретизации к частоте входного сигнала. При этом процесс измерения активной мощности состоит из следующих этапов:

1. Получение заданного числа выборок тока и напряжения с исходной частотой дискретизации;
2. Измерение частоты входного сигнала по выборкам напряжения, полученным на этапе 1;
3. Определение оптимального значения частоты дискретизации, удовлетворяю-

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ, ОСНОВАННОГО НА ПРИМЕНЕНИИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

щего условию кратности с частотой входного сигнала:

$$f_{s,new} = fN, \quad (3)$$

где $f_{s,new}$ - оптимальное значение частоты дискретизации, f - частота входного сигнала.

4. Переопределением отчетов тока и напряжения для полученной на этапе 3 частоты дискретизации.
5. Выполнение ДПФ полученных на этапе 4 сигналов тока и напряжения;
6. Вычисление значения активной мощности согласно уравнению (1).

Измерение частоты целесообразнее проводить на сигнале напряжения, вследствие его значительно меньших отклонений от синусоидальной формы.

Переопределение отчетов может быть выполнено путем применения аппроксимирующих полиномов различного порядка. В таблице 3 представлена зависимость погрешности измерения активной мощности от типа аппроксимирующего полинома. При выполнении моделирования были выбраны те же параметры, что и при получении данных таблицы 1, погрешность измерения частоты принималась равной нулю. Из таблицы видно, что в случае точного измерения частоты сигнала применение аппроксимирующих полиномов позволяет существенно снизить погрешность измерения активной мощности. Таким образом, задача точного измерения активной мощности сводится к задаче точного измерения частоты сигнала.

Таблица 3 - Зависимость погрешности измерения активной мощности от типа аппроксимирующего полинома.

Тип аппроксимации	Относительное отклонение частоты, δ_f					
	0,06	0,04	0,02	0,00	0,02	0,04
Ступенчатая	2,16 E-03	1,32 E-03	4,23 E-03	1,32 E-13	2,55 E-03	1,16 E-02
Линейная	9,30 E-03	9,69 E-03	1,01 E-02	1,02 E-13	1,10 E-02	1,14 E-02
Глобальный сплайн	8,66 E-08	9,42 E-08	1,02 E-07	1,02 E-13	1,20 E-07	1,30 E-07
Сплайн Эрмита	8,74 E-07	8,10 E-07	2,80 E-06	1,02 E-13	3,34 E-06	9,62 E-06

В случае решения задачи измерения частоты, исследуемый сигнал может быть представлен в следующем виде:

$$u_{in}(t) = u_1(t) + u_{dist}(t), \quad (4)$$

$u_1(t)$ - основная гармоника входного сигнала с частотой входного сигнала;

$u_{dist}(t)$ - сигнал искажений основной гармоники (эквивалентный сигнал вызванный фликером, неосновные гармоники и шум входного сигнала).

Таким образом, исследуемый сигнал может быть представлен в виде полезной его составляющей (основная гармоника входного сигнала), и сигналом искажений (эквивалентный сигнал, вызванный фликером, неосновные гармоники и шум входного сигнала).

Методы измерения частоты сигнала

В настоящее время существует множество различных методов измерения частоты входного сигнала. Исследованию данных методов посвящены статьи [3], [4], [5]. Эффективность метода измерения определяется погрешностью измерения частоты полезного сигнала (основная гармоника входного сигнала) и степенью подавления сигнала искажений.

Метод определения пересечений нуля

Среди методов измерения частоты наибольшее распространение получил метод, основанный на определении моментов времени пересечения нуля входным сигналом (cross-zero в англоязычной литературе). Значение периода входного сигнала может быть вычислено согласно зависимости:

$$T = \frac{i_{cz,2} - i_{cz,1}}{N_{cz}} T_s, \quad (5)$$

где $i_{cz,1}$ - номер выборки первого (за период измерения) пересечения нуля входным сигналом по фронту (срезу); $i_{cz,2}$ - номер выборки последнего (за период измерения) пересечения нуля входным сигналом по фронту (срезу); N_{cz} - число пересечений нуля по фронту (срезу) за период измерения; T_s - период дискретизации.

Основными достоинствами настоящего метода является простота и слабая зависимость от фликера входного сигнала. К недостаткам можно отнести невысокую точность и сильную зависимость от неосновных гармоник и шумов входного сигнала. Существует

множество модификации с целью снижения указанных выше недостатков.

Погрешность измерения частоты рассматриваемого метода определяется длительностью зоны неопределенности пересечения входным сигналом нуля. Поскольку зона неопределенности составляет по одному периоду дискретизации на первое и последнее пересечение, то погрешность измерения периода определяется выражением:

$$\Delta T = \frac{2T_s}{N_{cz}}. \quad (6)$$

Снижение данной погрешности удается достичь путем полиномиальной аппроксимации входного сигнала в зонах неопределенности перехода входного сигнала через ноль.

Коэффициенты аппроксимирующего полинома вычисляются путем решения системы уравнений:

$$\begin{cases} a_m(i_p)^m + a_{m-1}(i_p)^{m-1} + \dots + a_0 = u_{in}(i_p), \\ \dots \\ a_m(i_{p+m})^m + a_{m-1}(i_{p+m})^{m-1} + \dots + a_0 = u_{in}(i_{p+m}), \end{cases} \quad (7)$$

где m – порядок аппроксимирующего полинома, $[a_m, a_{m-1} \dots a_0]$ – коэффициенты аппроксимирующего полинома, $[i_p \dots i_{p+m}]$ – номера выборок в которых выполняется аппроксимация, $[u_{in}(i_p) \dots u_{in}(i_{p+m})]$ – значения выборок напряжения.

Используя коэффициенты аппроксимирующего полинома, может быть найден момент времени пересечения нуля путем решение уравнения:

$$a_m(\Delta i_{cz})^m + a_{m-1}(\Delta i_{cz})^{m-1} + \dots + a_0 = 0. \quad (8)$$

В случае использования аппроксимирующих полиномов первой и второй степеней, существует аналитическое решение данного уравнения. Поскольку синусоидальный сигнал вблизи пересечения нуля близок к линейному, применение аппроксимирующих полиномов более высокого порядка неоправданно.

В случае применения аппроксимирующего полинома первой степени, момент пересечения нуля входным сигналом определяется выражением:

$$\Delta i_{cz,x} = \frac{u(i_{cz,x} + 1)}{u(i_{cz,x} + 1) - u(i_{cz,x})} T_s, \quad (9)$$

где $i_{cz,x}$ – номер выборки пересечения нуля входным сигналом.

С учетом выражения (5) выражение принимает следующий вид:

$$T = \left(\frac{i_{cz,2} - i_{cz,1} + \Delta i_{cz,2} - \Delta i_{cz,1}}{N_{cz}} \right) T_s. \quad (10)$$

Задача подавления сигнала искажений может быть решена путем применения полосовой фильтрации. Полоса пропускания фильтра определяется диапазоном изменения частоты входного сигнала. Нижняя полоса заграждения необходима для подавления фликера, верхняя – для подавления основных гармоник и входного шума.

В случае использования цифровой фильтрации приоритет имеют БИХ-фильтры, поскольку построение КИХ-фильтров с узкой полосой пропускания (либо заграждения) требует очень высокого порядка фильтра. Однако, для устойчивой работы БИХ-фильтра его реализация требует использования операций с плавающей точкой. Кроме того, ввиду близости полосы пропускания к нулевой частоте, методы синтеза БИХ-фильтров [2] могут давать значительные расхождения частных характеристик между аналоговым прототипом и конечной реализацией. Таким образом, подавление сигнала искажений путем фильтрации имеет свои технические сложности.

Комбинированный метод, основанный на ДПФ и определении пересечений нуля

Ещё одним популярным способом подавления сигнала искажений основано на использовании аппарата ДПФ. «Скользящее» ДПФ входного сигнала представляется в следующем виде:

$$U(m, k) = \sum_{i=0}^{N-1} u(m+i) e^{-j \frac{2\pi k i}{N}}, \quad (11)$$

где m – номер начального отчета последовательности выборок входного сигнала, для которых выполняется ДПФ. При разложения полученной зависимости на мнимую и действительную составляющие получаем:

$$\begin{cases} U(m, k) = A(m, k) + jB(m, k), \\ A(m, k) = \sum_{i=0}^{N-1} u(m+i) \cos(N_p T_s \omega_{1,n} k i), \\ B(m, k) = \sum_{i=0}^{N-1} u(m+i) \sin(N_p T_s \omega_{1,n} k i) \end{cases} \quad (12)$$

m - номинальное значение частоты входного сигнала;

N_p - число номинальных периодов входного сигнала для которых выполняется ДПФ.

Рассмотрим сигнал $A(m, k)$ для значения k соответствующего основной гармонике входного сигнала (k_1). Поскольку время наблюдения в общем случае не кратно частоте входного сигнала, то и значение $A(m, k_1)$ не соответствует действительной части ДПФ основной гармоники. Как видно из выражения (12) значение сигнала $A(m, k_1)$ зависит от выбора номера начального отчета m . Можно доказать, что сигнал $A(m, k_1)$ имеет период равный периоду входного сигнала. Таким образом, путём получения сигнала $A(m, k_1)$ удаётся подавить сигнал искажений, а применяя к нему аппарат метода пересечения нуля – частоту входного сигнала.

Реализация рассматриваемого метода связана с рядом трудностей. Основная сложность вызвана необходимостью выполнения в реальном времени большого числа ДПФ. Число выполняемых ДПФ определяет число отчетов сигнала $A(m, k_1)$.

Следует заметить, что для получения выборки сигнала $A(m, k_1)$ необходима только одна частотная выборка ДПФ (соответствующая частоте входного сигнала). По этой причине для повышения быстродействия ДПФ может быть применен алгоритм Герцеля. Это позволяет снизить число арифметических операций [2] по сравнению с алгоритмом БПФ Кули-Тьюки.

Число необходимых ДПФ преобразований можно сократить, вычисляя значения сигнала $A(m, k_1)$ только в непосредственной близости к его пересечению нуля. Определение областей, в которых сигнал $A(m, k_1)$ пе-

ресекает ноль, достигается определением аналогичных областей входного сигнала $u(i)$ с помощью любого метода определения частоты входного сигнала, достаточно нечувствительного к сигналу искажений. Начальные фазы сигналов $u(i)$ и $A(m, k_1)$ совпадают, поэтому совпадают и моменты их пересечения нуля. Далее, для всех выборок входного сигнала лежащих в областях перехода через ноль, определяются значения сигнала $A(m, k_1)$, по которым выполняется точное определение частоты входного сигнала.

Конечное выражение для расчёта периода сигнала примет следующий вид:

$$\begin{cases} T = \left(\frac{i_{cz,2} - i_{cz,1} + \Delta i_{cz,2} - \Delta i_{cz,1}}{N_{cz}} \right) T_s, \\ \Delta i_{cz,1} = \frac{A(i_{cz,1} + 1, k_1)}{A(i_{cz,1} + 1, k_1) - A(i_{cz,1}, k_1)} T_s, \\ \Delta i_{cz,2} = \frac{A(i_{cz,2} + 1, k_1)}{A(i_{cz,2} + 1, k_1) - A(i_{cz,2}, k_1)} T_s. \end{cases} \quad (13)$$

Сравнение методов

В таблице 4 представлены сравнительная характеристика рассмотренных методов измерения частоты от относительного отклонения частоты сигнала для случая синусоидального и полигармонического входных сигналов а так же в условиях присутствия фликера синусоидальной формы (частота – 8Гц, размах модуляции – 10%). Параметры полигармонического сигнала соответствуют предельным значениям EN50160:2007. При выполнении моделирования были выбраны те же параметры, что и при получении данных таблицы 1.

Видно, что лучшими метрологическими характеристиками в случае полигармонических входных сигналов обладает комбинированный метод, а в случае присутствия во входном сигнале фликера – метод, основанный на определении пересечений нуля.

Таблица 4 - Зависимость погрешности измерения активной мощности от порядка аппроксимирующего полинома.

Метод	Относительное отклонение частоты, δ_f					
	-0,06	-0,04	-0,02	0,00	0,02	0,04
	U, I - синусоидальные					
Пересечения нуля	1,92 E-07	5,50 E-07	1,78 E-07	0,00 E+0 0	2,88 E-07	1,92 E-07

РАЗДЕЛ II. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ДАННЫХ

Комбини- рованный	1,84 E-07	6,67 E-07	6,75 E-07	0,00 E+0 0	3,71 E-07	1,84 E-07
U,I - полигармонические						
Пересе- чения нуля	3,53 E-04	2,54 E-04	9,60 E-05	1,42 E-14	5,70 E-05	3,53 E-04
Комбини- рованный	1,65 E-06	2,58 E-06	4,96 E-06	0,00 E+0 0	6,50 E-06	1,65 E-06
U,I – полигармонические + шум						
Пересе- чения нуля	3,69 E-01	2,78 E-02	2,88 E-03	5,11 E-02	3,58 E-02	3,69 E-01
Комбини- рованный	1,92 E-03	2,49 E-03	6,84 E-03	1,92 E-03	1,13 E-03	1,92 E-03
UI – синусоидальные + фликер						
Пересе- чения нуля	2,00 E-06	9,53 E-07	4,13 E-06	0,00 E+0 0	4,46 E-06	2,00 E-06
Комбини- рованный	6,34 E-04	5,97 E-03	6,95 E-03	9,07 E-03	1,31 E-03	6,34 E-04

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Driesen, J.; Deconinck, G. Development of a measurement system for power quantities in electrical energy distribution system [Текст] // J. Driesen/ - IEEE instrumentation and measurement conference anchorage - 2002, p. 1625-1630.

2. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов . [Текст] /А. Б. Сергиенко/ – СПб.: Питер, 2007.
3. Begovic, M.; Djuric, P.; Dunlap, S. Frequency Tracking in power networks in the presence of harmonics. [Текст] / M. Begovic/ - IEEE transactions on Power Delivery – 1993, vol. 8, p.480-486.
4. Lobos, T.; Rezmer J. Real-time determination of power system frequency. [Текст] / T. Lobos/- IEEE transactions on instrumentation and measurement - 1998, vol. 46, p. 877-881.
5. Duric, M.; Durisic, Z. An algorithm for off-nominal frequency measurements in electric power systems. [Текст] / M. Duric/ – Electronics, vol. 7, p. 11-14.

Ст. преподаватель Серов А.Н. тел. 8-917-548-48-70, serov.an.iit@yandex.ru - каф. Информационно-измерительной техники Московского энергетического института (технического университета). К.т.н., доцент Шатохин А.А. тел. (495)362-72-14, sh1@yandex.ru - каф. Информационно-измерительной техники Московского энергетического института (технического университета)

УДК 331.24

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ УЧЕТА РИСКОВ ПРОЕКТА НА ОСНОВЕ ДЕРЕВА РЕШЕНИЙ

Т.Ю. Чернышева, А.Г. Жуков

В статье рассматривается проблема учета и определения влияния рисков на выполнение проекта. Предложено использовать метод анализа иерархий при оценке рисков, алгоритм процедуры учета рисков проводить методом дерева решений. Обоснована актуальность разработки программного модуля.

Ключевые слова: учет рисков, дерево решений, модель оценки риска, анализ иерархий.

Введение

В последнее время аналитическая обработка данных привлекает все большее внимание как в России, так и во всем информационном мире. На подготовку и выполнение любого проекта, в частности, оказывают влияние многие неопределенности, что требует структурированного подхода к этому процессу.

Риск проекта — комплекс возможных обстоятельств, которые могут стать причиной снижения эффективности (доходности) проекта или его полной неосуществимости [1]. По своей природе риск — это некоторое ве-

роятностное событие, которое может случиться, и связано с неопределенностью. К «фундаментальным» факторам риска обычно относят нереальные плановые сроки и бюджет. Управление рисками проекта имеет дело с неопределенностями по всему проекту и требует структурированного подхода. Назначение связанных с рисками процессов — минимизировать воздействие потенциальных негативных событий и полностью использовать положительные возможности для улучшения.

В связи с этим, возникает необходимость в инструменте, помогающем принимать ре-

ПОЛЗУНОВСКИЙ ВЕСТНИК № 3/2, 2012