

УДК 621.317.382.016.25

## АЛГОРИТМЫ РАСЧЕТА АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПРОГРАММНОМ ОБЕСПЕЧЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА

**Д. И. ЗАЛИЗНЫЙ, Р. Ш. ШИПЕЦКИЙ**

*Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого»,  
Республика Беларусь*

*Рассмотрены алгоритмы, в соответствии с которыми функционирует программное обеспечение современных приборов, измеряющих электрическую мощность и электроэнергию. Показано, что для реализации этих задач необязательно выполнять разложения в ряд Фурье. Активная мощность может быть рассчитана по мгновенным значениям напряжения и тока, а реактивная мощность – по действующим значениям этих величин. При этом необходимо применять интерполяцию между измеренными мгновенными значениями напряжения, чтобы учесть их сдвиг относительно значений тока в процессе работы многоканального аналого-цифрового преобразователя.*

*Представлен разработанный авторами четырехквadrантный ваттварметр, имеющий низкую стоимость и удобный для выполнения студентами лабораторных работ. Класс точности прибора составляет около 10, что не является критичным для лабораторных работ, где исследуются параметры электроприемников. Прибор защищен автоматическим выключателем, поэтому после короткого замыкания в схеме его работоспособность легко восстанавливается. Внедрение подобных приборов повысит качество образовательного процесса и снизит стоимость лабораторного оборудования.*

**Ключевые слова:** активная мощность, реактивная мощность, алгоритмы, дискретизация, микроконтроллер, ваттметр, варметр.

## ALGORITHMS FOR CALCULATION OF ACTIVE AND REACTIVE LOAD POWER OF AC ELECTRIC NETWORKS IN THE MEASURING DEVICE SOFTWARE

**D. I. ZALIZNY, R. S. SHIPETSKY**

*Educational Institution “Sukhoi State Technical University of Gomel”, the Republic of Belarus*

*The article considers the algorithms according to which the software of modern devices measuring electrical power and electricity operates. It is shown that in order to solve these tasks, it is not necessary to perform Fourier series calculations. Active power can be calculated from instantaneous values of voltage and current, and reactive power – from actual values of these values. It is necessary to apply interpolation between the measured instantaneous voltage values in order to take into account their shift relative to the current values during operation of the multichannel analog-to-digital converter.*

*The article presents a four-quadrant wattwarmeter developed by the authors, which has a low cost and is convenient for students to perform laboratory work. The accuracy class of the device is about 10, which is not critical for laboratory work where the parameters of electrical receivers are studied. The device is protected by an automatic circuit breaker, therefore, after a short circuit in the circuit, its performance is easily restored. The introduction of such devices will improve the quality of the educational process and reduce the cost of laboratory equipment.*

**Keywords:** active power, reactive power, algorithms, sampling, microcontroller, wattmeter, warmeter.

### **Введение**

Корректные измерения мощности и энергии в электрических сетях – важная задача в электроэнергетике, поскольку от точности и длительности этих измерений зависят как экономические показатели, так и показатели надежности в энергосисте-

ме. Сложность таких измерений обусловлена постоянными переходными процессами в системах электроснабжения и несинусоидальным характером напряжений и токов.

В первых электронных измерителях мощности и энергии применялась специализированная интегральная микросхема, осуществлявшая перемножение измеряемых значений напряжения и тока с выдачей частотно-модулированного сигнала. На сегодняшний день аппаратная часть большинства таких измерителей выполняется на основе микроконтроллера по типовой структурной схеме для однофазных сетей, показанной на рис. 1.

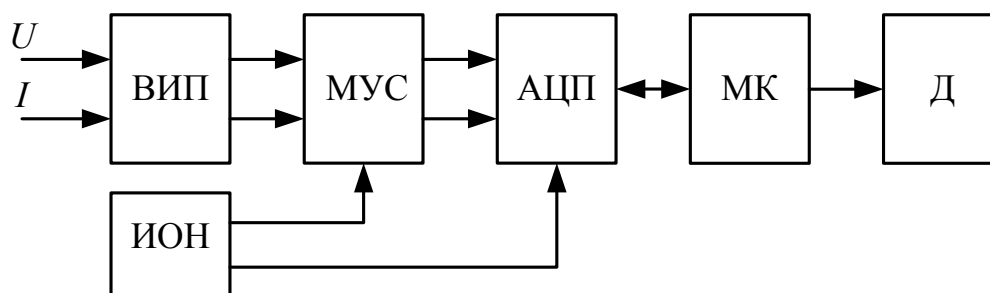


Рис. 1. Структурная схема измерителя мощности (энергии) в однофазной электрической сети:

ВИП – вторичные измерительные преобразователи;  
 ИОН – источник опорных напряжений; МУС – масштабирующие усилители;  
 АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; Д – дисплей

Измеряемые величины (напряжение  $U$  и ток  $I$ ) через вторичные измерительные преобразователи ВИП подаются на входы масштабирующих усилителей МУС, где реализуются операция их нормировки, т. е. приведения к требуемому диапазону измерения, а также прибавление или вычитание постоянной составляющей с помощью опорного напряжения, формируемого источником опорных напряжений (ИОН). Далее мгновенные значения полученных напряжений, пропорциональные соответствующим мгновенным значениям  $U$  и  $I$ , после операций дискретизации и квантования с помощью двухканального аналого-цифрового преобразователя АЦП преобразуются в двоичные коды, поступающие затем в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) микроконтроллера (МК). Таким образом, в процессе измерений в ОЗУ МК формируются массивы двоичных кодов, над которыми программное обеспечение МК выполняет необходимые расчеты и выводит результаты на дисплей Д.

Несмотря на схожесть в построении аппаратной части, алгоритмы расчета мощности и энергии в программном обеспечении приборов могут различаться в зависимости от требуемой точности и длительности расчетов. Как известно, между этими характеристиками существует противоречие. Чем выше точность расчетов, тем больше требуется времени на их выполнение в программном обеспечении и тем выше требования к аппаратной части прибора, и наоборот.

Целью представленных исследований являлось создание алгоритмов расчета активной и реактивной мощности в электрических сетях, оптимальных по критериям точности, длительности и сложности аппаратной части измерительного прибора.

### Существующие методы расчета активной и реактивной мощности

Базовые расчетные соотношения для активной мощности  $P$  и реактивной мощности  $Q$  при несинусоидальных периодических формах напряжения и тока можно найти в любом учебнике по основам электротехники. Например, в [1]. Известные

методы расчета можно разделить на использующие разложение в ряд Фурье и не использующие его.

При использовании разложения в ряд Фурье исходные выражения для расчета активной и реактивной мощности записываются следующим образом [1, с. 215]:

$$P = \sum_{j=1}^k \frac{U_{mj}}{\sqrt{2}} \frac{I_{mj}}{\sqrt{2}} \cos(\Delta\varphi_j); \quad (1)$$

$$Q = \sum_{j=1}^k \frac{U_{mj}}{\sqrt{2}} \frac{I_{mj}}{\sqrt{2}} \sin(\Delta\varphi_j), \quad (2)$$

где  $j$  – номер гармонической составляющей;  $k$  – количество учитываемых гармонических составляющих;  $U_{mj}$ ,  $I_{mj}$  – амплитудные значения, соответственно,  $j$ -й гармонической составляющей напряжения и тока;  $\Delta\varphi_j$  – разность фаз  $j$ -х гармонических составляющих напряжения и тока.

Прежде, чем воспользоваться формулами (1), (2), необходимо предварительно рассчитать величины  $U_{mj}$ ,  $I_{mj}$ ,  $\Delta\varphi_j$  для каждой гармонической составляющей, что требует достаточно длительного времени (сотни миллисекунд) при работе микроконтроллера с тактовой частотой около 20 МГц. Применение алгоритмов быстрого преобразования Фурье ускоряет процесс приблизительно в 4 раза, но и этого может оказаться недостаточно для обеспечения требуемой длительности расчетов.

В измерительных приборах, использующих метод с разложением в ряд Фурье, должна быть обеспечена достаточно высокая частота дискретизации для получения необходимой точности расчета разности фаз  $\Delta\varphi_j$ . Например, чтобы достичь точности в один градус, нужно иметь минимум 360 точек за период рассматриваемой гармоники. Даже для третьей гармоники частотой 150 Гц требуемая частота дискретизации будет равна:  $150 \cdot 360 = 54000$  Гц, что очень много для работы АЦП среднего класса при нескольких каналах измерения и разрядности – не менее 12. Тем не менее метод на основе формул (1), (2) является одним из самых изучаемых в научной литературе. Так, в [2] авторы приводят алгоритмы расчета для счетчиков электроэнергии, обосновывая значение частоты дискретизации теоремой Котельникова, позволяющей учитывать 80 точек на период сетевой частоты 50 Гц для учета до 40-й гармоники. Однако в работе ничего не говорится о точности измерения разности фаз  $\Delta\varphi_j$ .

В [3] предложена методика упрощения расчетов путем исключения некоторых гармонических составляющих. Автором проанализированы погрешности расчетов при числе выборок на период до 100, но и здесь отсутствует анализ погрешности расчета разности фаз  $\Delta\varphi_j$ .

В [4] дополнительно к формулам (1), (2) рассматривается метод ортогональных составляющих без какого-либо обоснования значений частоты дискретизации измерительного прибора.

В методах, не использующих разложение в ряд Фурье, основой является расчет активной мощности по мгновенным значениям [1, с. 215]:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt, \quad (3)$$

где  $T$  – период напряжения электрической сети;  $u(t)$ ,  $i(t)$  – соответственно, мгновенные значения напряжения и тока.

Тогда реактивную мощность за один период  $T$  можно определить следующим образом:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{(U_{RMS} I_{RMS})^2 - P^2}, \quad (4)$$

где  $S$  – полная мощность;  $U_{RMS}$ ,  $I_{RMS}$  – соответственно, действующие значения напряжения и тока (*RMS – Root Mean Square* – среднеквадратическое значение – современное обозначение действующего значения).

Исходные формулы для расчета  $U_{RMS}$  и  $I_{RMS}$  записываются в виде [1, с. 213]:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}; \quad (5)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}. \quad (6)$$

В [5] показано, что применение формул (3)–(6) позволяет адекватно учитывать влияние высших гармонических составляющих на результаты расчета при обеспечении условий теоремы Котельникова.

Основным преимуществом метода на основе формул (3)–(6) является отсутствие необходимости расчета разности фаз  $\varphi_j$ , что снижает требования к значению частоты дискретизации измерительного прибора.

#### **Предлагаемые алгоритмы расчета активной и реактивной мощности для программного обеспечения прибора**

Воспользовавшись методом прямоугольников, перейдем в выражении (3) от интеграла к приближенной сумме:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \approx \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n U_i I_i \Delta t = \frac{\Delta t}{T} \sum_{i=1}^n U_i I_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i I_i, \quad (7)$$

где  $i$  – номер отсчета (выборки) в процессе дискретизации;  $n$  – количество отсчетов (выборок) за период  $T$ ;  $\Delta t$  – период дискретизации;  $U_i$ ,  $I_i$  – соответственно, отсчеты (выборки) напряжения и тока.

Формула (7) является алгоритмом расчета активной мощности для измерительного прибора.

Аналогично, переходя от интегралов к приближенным суммам в выражениях (5), (6) и подставив результаты в выражение (4), получим:

$$Q = \sqrt{\left( \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i^2} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i^2} \right)^2 - P^2} = \sqrt{\frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n U_i^2 \sum_{i=1}^n I_i^2 - P^2}. \quad (8)$$

Формула (8) – это алгоритм расчета реактивной мощности за один период напряжения сети  $T$ .

При использовании одного многоканального АЦП в приборе, что происходит практически всегда, применение алгоритмов (7) и (8) будет некорректно из-за сдвига отсчетов тока по отношению к отсчетам напряжения в процессе опроса каналов АЦП. Это явление показано на рис. 2 (жирные точки на графиках).

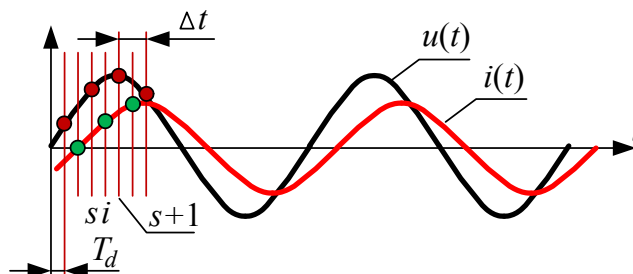


Рис. 2. Расположение отсчетов напряжения и тока в процессе дискретизации

Опрос двух каналов АЦП происходит следующим образом. Вначале к входу АЦП подключается первый канал, и мгновенное значение измеряемой величины преобразуется в двоичный код и записывается в ОЗУ микроконтроллера. Через интервал времени  $T_d$  (общий период дискретизации) происходит опрос второго канала и запись соответствующего двоичного кода в ОЗУ. Далее процесс повторяется циклически. Таким образом, измеренные отсчеты напряжения и тока всегда отстают на время  $T_d$ , а период дискретизации по одному каналу равен:  $\Delta t = 2T_d$ . Следовательно, номер отсчета  $i$  не будет одним и тем же для напряжения и тока при расчете  $P$  и  $Q$  по алгоритмам (7) и (8).

Пусть  $i$  – номер отсчета тока, а  $s$  – номер отсчета напряжения, предшествующий  $i$ -му отсчету тока, как показано на рис. 2. Тогда, чтобы рассчитать промежуточные мгновенные значения напряжения в моменты измерения  $i$ -х мгновенных значений тока, воспользуемся линейной интерполяцией:

$$U_i \approx \frac{U_s + U_{s+1}}{2}, \quad (9)$$

где  $i$  – номер отсчета тока;  $s$  – номер отсчета напряжения, предшествующий  $i$ -му отсчету тока.

Выражение (9) является дополнением к алгоритмам (7) и (8).

Алгоритм (7) позволяет определять знак активной мощности, а алгоритм (8) для реактивной мощности не дает такой возможности, так как результат извлечения квадратного корня всегда будет положительным. То есть для определения знака реактивной мощности  $Q$  необходим дополнительный алгоритм.

Знак  $Q$  будем определять программно по переходу кривой напряжения через ноль. Блок-схема алгоритма, реализующего эту задачу, показана на рис. 3.

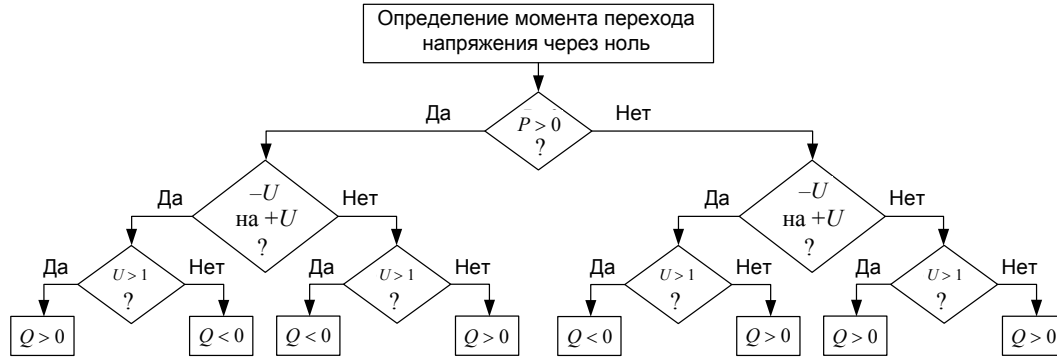


Рис. 3. Блок-схема алгоритма определения знака реактивной мощности

Алгоритм работает следующим образом. Если активная мощность положительна, то при переходе кривой напряжения через ноль необходимо вначале определить, в каком направлении идет переход: с « $\leftarrow$ » на « $\rightarrow$ » или наоборот, а затем определить знак тока. Так, если наблюдался переход напряжения с « $\leftarrow$ » на « $\rightarrow$ », а значение тока в этот момент отрицательно, значит, ток отстает от напряжения, что соответствует активно-индуктивной нагрузке и положительному знаку реактивной мощности. Если же в этот момент значение тока положительно, то ток опережает напряжение, что соответствует активно-емкостной нагрузке и отрицательному знаку реактивной мощности. При переходе кривой напряжения с « $\rightarrow$ » на « $\leftarrow$ » все выводы о знаке  $Q$  меняются на противоположные.

Для положительной активной мощности фазовый сдвиг между напряжением и током никогда не превысит  $90^\circ$ . В случае отрицательной активной мощности, он, наоборот, будет больше  $90^\circ$ . Тогда все выводы о знаке  $Q$  противоположны тем, которые наблюдались для  $P > 0$ .

### Лабораторный ваттварметр

На кафедре «Электроснабжение» ГГТУ им. П. О. Сухого авторами данной статьи создан микропроцессорный прибор, который назван «ваттварметр» (рис. 4, а). Он предназначен для выполнения измерений при проведении лабораторных работ.

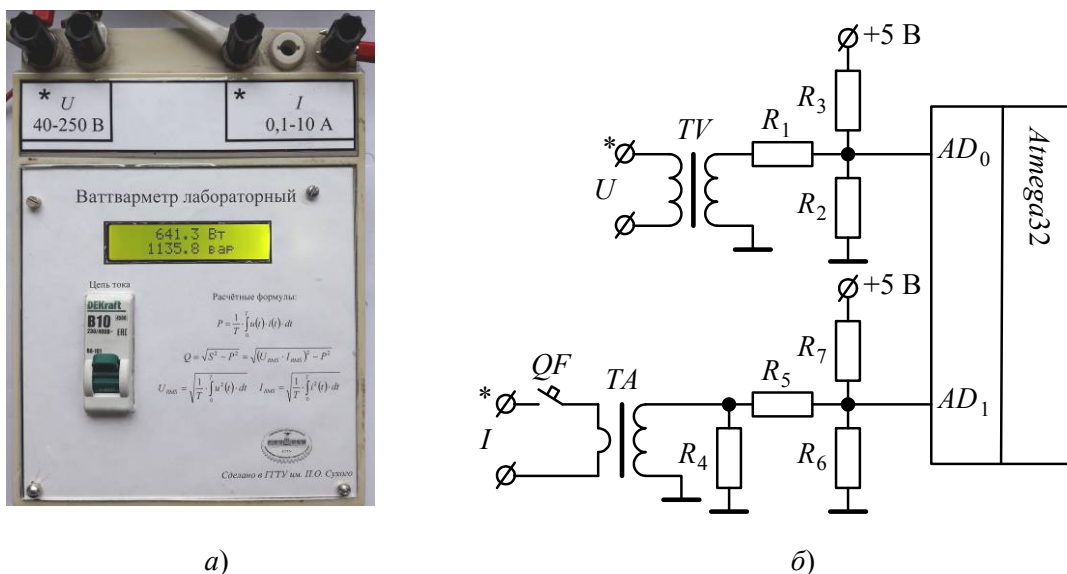


Рис. 4. Ваттварметр лабораторный:  
а – внешний вид прибора; б – фрагмент принципиальной схемы прибора

Прибор выполнен в корпусе старого электромеханического ваттметра и сочетает в себе функции ваттметра и варметра. Основой прибора является микроконтроллер Atmega32, программное обеспечение которого измеряет мгновенные значения напряжения и тока, выполняет расчеты по алгоритмам (7)–(9) и рис. 3, повторяя это 20 раз подряд в течение одного интервала измерения, а также отображает полученные в результате средние значения  $P$  и  $Q$  на жидкокристаллическом дисплее. Значения  $U_{RMS}$  и  $I_{RMS}$  не отображаются в целях учебного процесса, поскольку эти величины во время выполнения лабораторной работы измеряются соответствующими приборами.

На рис. 4, б приведен фрагмент принципиальной схемы измерительной части прибора. Схема работает следующим образом. Измеряемое переменное напряжение  $U$  через малогабаритный понижающий трансформатор напряжения  $TV$  подается на резистивный сумматор, выполненный на резисторах  $R_1 - R_3$  и источнике постоянного напряжения  $+5$  В. Задача сумматора – прибавить постоянную составляющую к измеряемому напряжению так, чтобы на входе АЦП отсутствовали отрицательные значения напряжения. Полученная сумма переменной и постоянной составляющей напряжения поступает на вход  $AD_0$  АЦП, встроенного в микроконтроллер.

Аналогичным образом осуществляется измерение тока  $I$ , только на входе используется малогабаритный понижающий трансформатор тока  $TA$ , нагруженный на резистор  $R_4$ . Защита цепи тока выполнена на автоматическом выключателе.

Значения постоянных составляющих, сформированных измерительной схемой, рассчитываются программой микроконтроллера на каждом этапе измерения по формулам:

$$U_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \approx \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n U_i \Delta t = \frac{\Delta t}{T} \sum_{i=1}^n U_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i; \quad (10)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \approx \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n I_i \Delta t = \frac{\Delta t}{T} \sum_{i=1}^n I_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i, \quad (11)$$

где смысл параметров  $T$ ,  $\Delta t$ ,  $i$ ,  $n$  такой же как в выражениях (7), (8).

Полученные по алгоритмам (10), (11) значения постоянных составляющих  $U_{dc}$  и  $I_{dc}$  вычитаются затем из соответствующих мгновенных значений  $u(t)$  и  $i(t)$ , и далее применяются алгоритмы (7)–(9) с учетом коэффициентов передачи измерительной части и АЦП.

Аналого-цифровой преобразователь, встроенный в микроконтроллер Atmega32, является десятиразрядным и имеет время преобразования, позволившее получить 50 точек на период сетевой частоты 50 Гц по одному каналу измерения. Это обеспечивает учет до 25-й гармоники спектра напряжения и тока в соответствии с теоремой Котельникова. Вместе с тем погрешность по разности фаз на первой гармонике составляет  $\pm 7,2^\circ$ . Но, поскольку разность фаз не фигурирует в расчетных формулах прибора, эта погрешность повлияет только на правильность определения знака реактивной мощности.

Таким образом, разработанный ваттварметр является четырехквадрантным, т. е. определяет знаки мощностей по всем четырем направлениям.

Преимущество разработанной схемы – низкая стоимость, так как отсутствуют измерительные усилители, внешний АЦП и прецизионные (высокоточные) резисто-

ры и дорогостоящие измерительные трансформаторы. Себестоимость аппаратной части прибора без учета стоимости корпуса не превышает 200 бел. руб.

Недостаток схемы прибора – низкая точность. Однако для выполнения измерений в рамках студенческих лабораторных работ не требуется высокой точности при контроле параметров электроприемников, за исключением задач поверки измерительных приборов.

### Испытания и настройка лабораторного ваттварметра

Для градуировки разработанного прибора с целью повышения точности измерений использовались дополнительные корректирующие коэффициенты по напряжению и току:

$$U_{RMS} = K_u U_{RMS\text{расч}}; \quad (12)$$

$$I_{RMS} = K_i I_{RMS\text{расч}}, \quad (13)$$

где  $K_u$ ,  $K_i$  – корректирующие коэффициенты;  $U_{RMS\text{расч}}$ ,  $I_{RMS\text{расч}}$  – соответственно, расчетные действующие значения напряжения и тока.

Значения  $K_u$  и  $K_i$  определялись из выражений (12), (13) как среднеарифметические для различных диапазонов измерений, при этом в качестве  $U_{RMS}$  и  $I_{RMS}$  использовались показания образцового прибора ЦЛ8516/2.

Схема испытаний показана на рис. 5.

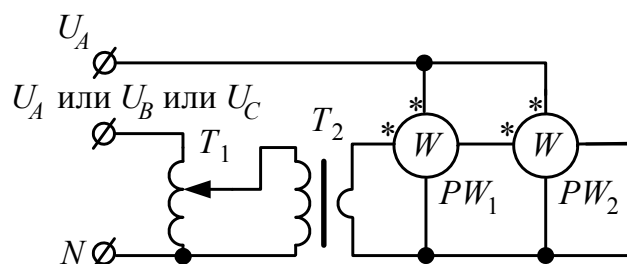


Рис. 5. Схема испытаний лабораторного ваттварметра

В состав схемы входят:  $PW_1$  – образцовый ваттметр ЦЛ8516/2;  $PW_2$  – испытуемый прибор;  $T_1$  – лабораторный автотрансформатор (ЛАТР);  $T_2$  – понижающий трансформатор.

Схема работает следующим образом. На обмотки напряжения образцового ваттметра  $PW_1$  и испытуемого ваттварметра  $PW_2$  подано напряжение фазы «А». Через токовые обмотки этих приборов пропускается ток от вторичной обмотки (с несколькими витками) понижающего трансформатора  $T_2$ , подключенного первичной обмоткой к выходу ЛАТРа  $T_1$ . Первичная обмотка ЛАТРа присоединена к одной из фаз трехфазной сети с целью получения фазового сдвига между напряжением и током на обмотках образцового ваттметра и испытуемого прибора около  $0^\circ$  или  $+60^\circ$ , или  $-60^\circ$ .

В результате испытаний выяснилось, что внутренние измерительные трансформаторы разработанного ваттварметра (рис. 4, б) вносят дополнительные фазовые сдвиги, существенно влияя на точность прибора. Для компенсации этих сдвигов потребовалось программно сместить измеренные отсчеты напряжения на  $1/2$  периода дискретизации вправо по оси времени. В результате формула (9) преобразовалась к виду:



$$U_i \approx \frac{3U_{s+1} + U_{s+2}}{4}. \quad (14)$$

Коэффициенты «3» и «4» в формуле (14) появились после линейной интерполяции первой четверти периода дискретизации, следующего за  $i$ -м отсчетом тока.

Результаты испытаний разработанного ваттварметра после всех программных настроек приведены в таблице.

#### Результаты испытаний ваттварметра

$K_m$	$\Delta\varphi^\circ$	$U, В$	$I, А$	$P_{обр}, Вт$	$P_{изм}, Вт$	$\delta_p, \%$	$Q_{изм}, вар$	$Q_{расч}, вар$	$\delta_Q, \%$
1,000	$\approx 0$	$\approx 225,5$	2,22	495,1	499,8	0,9	0	0	0
1,000	$\approx 0$	$\approx 225,5$	5,5	1242	1249,5	0,6	0	0	0
1,000	$\approx 0$	$\approx 225,0$	9,05	2034	2009,1	-1,2	0	0	0
0,511	$\approx -59,3$	$\approx 224,8$	2,98	338,2	321,8	-4,8	-597,8	-578,3	3,4
0,511	$\approx -59,3$	$\approx 225,5$	5,02	580,2	568,8	-1,96	-1002,5	-972,0	3,14
0,511	$\approx -59,3$	$\approx 224,5$	9,51	1074,2	1061,8	-1,15	-1840,5	-1845,1	-2,5
0,494	$\approx 60,4$	$\approx 225,2$	2,23	248,2	273,1	10,0	434,1	436,6	-5,73
0,494	$\approx 60,4$	$\approx 226,0$	5,89	655,1	679,0	3,7	1183,7	1158,8	2,15
0,494	$\approx 60,4$	$\approx 225,8$	9,22	1033,6	1024,4	-0,9	1810,4	1807,2	1,8

В таблице обозначено:  $K_m$  – коэффициент мощности, измеренный прибором ЦЛ8516/2;  $\Delta\varphi$  – расчетная разность фаз между напряжением и током;  $U$  – напряжение, измеренное прибором ЦЛ8516/2;  $I$  – ток, измеренный прибором ЦЛ8516/2;  $P_{обр}$  – активная мощность, измеренная прибором ЦЛ8516/2;  $P_{изм}$  – активная мощность, измеренная испытуемым ваттварметром;  $\delta_p$  – относительная погрешность измерения активной мощности;  $Q_{изм}$  – реактивная мощность, измеренная испытуемым ваттварметром;  $Q_{расч}$  – расчетная реактивная мощность;  $\delta_Q$  – относительная погрешность измерения реактивной мощности.

Значения  $Q_{расч}$  определялись по формуле

$$Q_{расч} = \sqrt{(UI)^2 - P_{обр}^2}. \quad (15)$$

Все измерения выполнялись в условиях нестабильного напряжения сети. Тем не менее полученные результаты в первом приближении дают адекватную оценку точности разработанного прибора. Из таблицы видно, что максимальная погрешность измерения активной мощности колеблется в основном в пределах  $\pm 5\%$ . Однако при  $\Delta\varphi \approx 60,4^\circ$  и токах 1–2 А данная погрешность достигает 10%. Таким образом, класс точности разработанного прибора приблизительно равен 10. Это приемлемо для выполнения большинства студенческих лабораторных работ.

#### Заключение

Таким образом, на основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

1. Точность микропроцессорных приборов, измеряющих мощность и энергию, может быть повышена за счет оптимизации алгоритмов их программного обеспечения.

2. Активная мощность может быть рассчитана по мгновенным значениям напряжения и тока, а реактивная мощность – по действующим значениям этих величин без разложения в ряд Фурье, что снижает требования к значению частоты дискретизации.

3. Необходимо применять интерполяцию между измеренными мгновенными значениями напряжения, чтобы учесть их сдвиг относительно значений тока в процессе работы многоканального АЦП.

4. Четырехквadrантный ваттварметр, разработанный авторами, отличается низкой стоимостью и удобством для выполнения лабораторных работ студентами. Класс точности прибора составляет около 10, что некритично для лабораторных работ, где исследуются параметры электроприемников. Прибор имеет защиту в виде автоматического выключателя, поэтому после короткого замыкания в схеме его работоспособность быстро восстанавливается. Применение подобных приборов повысит качество образовательного процесса и уменьшит стоимость лабораторного оборудования.

### Литература

1. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – М. : Высш. шк., 1996. – 638 с.
2. Таранов, С. Г. Современные средства измерения параметров электрических сетей / С. Г. Таранов, О. Л. Карасинский, Ю. Ф. Тесик // Праці Інституту електродинаміки НАН України : зб. наук. пр. / Ін-т електродинаміки НАН України. – Київ, 2010. – Вип. 26. – С. 114–120.
3. Мелентьев, В. С. Оптимизация алгоритмов определения мощности периодических сигналов / В. С. Мелентьев // Вестн. Самар. гос. техн. ун-та. Серия «Физико-математические науки». – 2003. – № 19. – С. 144–149.
4. Проблема измерения реактивной мощности несинусоидальных сигналов в системах электроснабжения / О. М. Балабан [и др.] // Тр. Междунар. симп. «Надежность и качество». – 2017. – Т. 2. – С. 128–132.
5. LaWhite, N. Vector space decomposition of reactive power for periodic nonsinusoidal signals / N. LaWhite, M. D. Ilic // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 1997. – Т. 44, N 4. – P. 338–346.
6. Зализный, Д. М. Микроэлектронные и микропроцессорные устройства в энергетике : учеб. пособие / Д. И. Зализный. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2019. – 194 с.

### References

1. Bessonov, L. A. *Theoretical foundations of electrical engineering*. Electrical circuits Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1996 638 p. (in Russian).
2. Taranov, S. G., Karasinskii, O. L., Tesik, Yu. F. Modern means of measuring the parameters of electrical networks. *Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukraini*. Institutu elektrodinamiki NAN Ukrainy. Kiïv, 2010, iss. 26, pp. 114–120.
3. Melent'ev V. S. Optimization of algorithms for determining the power of periodic signals. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Seriya: Fiziko-matematicheskie nauki = Journal of Samara State Technical University, Series: Physical and Mathematical Sciences*, 2003, vol. 19, pp. 144–149 (in Russian).
4. Balaban O. M., L'vova Ye. V., Seranova A. A., Tomashevskiy YU. B. *The problem of measuring the reactive power of non-sinusoidal signals in power supply systems:*

- 
- trudy Mezhdunarodnogo simp. «Nadezhnost' i kachestvo», 2017, vol. 2, pp. 128–132 (in Russian).
5. LaWhite N., Ilic M. D. Vector space decomposition of reactive power for periodic nonsinusoidal signals. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1997, vol. 44, no. 4, pp. 338–346 (in Russian).
  6. Zaliznyi, D. M. *Microelectronic and microprocessor devices in the energy sector*. Gomel', Sukhoi State Technical University of Gomel, 2019. 194 p. (in Russian).

Поступила 05.04.2023