

Метод измерения интегральных характеристик сигнала

П. Б. ПЕТРОВИЧ

Технический факультет, Чачак, Сербия, e-mail: predragp@tfc.kg.ac.rs

Предложен новый метод измерения активной мощности и действующего (среднеквадратического) значения переменных сигналов в течение интервала времени, вдвое меньшего по сравнению с другими известными методами. Измерение выполняется простым суммированием выборок мгновенной мощности без подстройки времени измерения в соответствии с частотой сигнала. Математическое моделирование позволяет оценить точность предлагаемого алгоритма.

Ключевые слова: частотно-ограниченные сигналы, активная и мгновенная мощность.

A new method of measurement of active power and effective value of AC signals over a time interval twice shorter than in other known methods is suggested. The measurement is carried out by simple summation of instantaneous power sampling without measuring time and signal frequency adjustment. The computer simulation allows to estimate the accuracy of proposed algorithm.

Key words: band-limited signals, active and instantaneous power.

В течение последних десяти лет качество электроэнергии стало одной из главных проблем при эксплуатации техники, поскольку оно значительно ухудшилось в коммерческих и промышленных системах. Это особенно относится к влиянию электронно-регулируемых нагрузок, которые вызывают рост неосновных гармоник в системах питания переменной электрической энергией. Качество электроэнергии — один из главных показателей электрических сетей как для поставщиков, так и для потребителей, которые должны приспособиться к ограничениям, определенным новыми международными стандартами. Наряду с внешними помехами, такими как возмущения, отключения, провалы, скачки, появляющиеся в результате коммутации и атмосферных явлений, существуют и внутренние, характерные для каждой стороны системы распределения и возникающие в результате комбинированного использования линейных и нелинейных нагрузок.

Подстройка частоты сигнала и периода его изменения обеспечивает точный расчет основных электрических величин сети. Его можно выполнить для модифицированного, спектрально ограниченного сигнала при достаточных времени обработки и вычислительной мощности средства измерений. Для повышения эффективности метода следует точно измерить период T сигнала, а также генерировать интервал выборки $T_S = T/N$, где N — число выборок, необходимых для выполнения измерения [1, 2]. Этот способ подходит для синусоидальных и комплексных переменных сигналов с низким уровнем гармонических составляющих.

Ниже предложен новый метод обработки аналоговых сигналов (большинство переменных сигналов, которыми являются сигналы тока и напряжения в распределительной сети можно представить в виде рядов Фурье) за интервал времени в два раза меньший, чем в других методах. Он, в первую очередь, предназначен для расчета активной мощности или действующего (среднеквадратического) значения обрабатываемого сигнала без подстройки его частоты выборок и времени измерения. Это значит, что частота выбо-

рок используемого аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в общем случае не кратна частоте измеряемого сигнала. Этот метод не требует сложных аппаратных средств и интенсивной цифровой обработки, что удешевляет его практическую реализацию и упрощает дополнительные измерительные процедуры. В связи с этим на его основе можно разработать новые мультиметры переменных электрических величин или счетчики электроэнергии.

Метод обработки сигнала. Предположим, что сигналы напряжения и тока в системе можно представить суммой компонентов рядов Фурье [2]:

$$v(t) = \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_1} k_r \sin(\omega t + \psi_r);$$

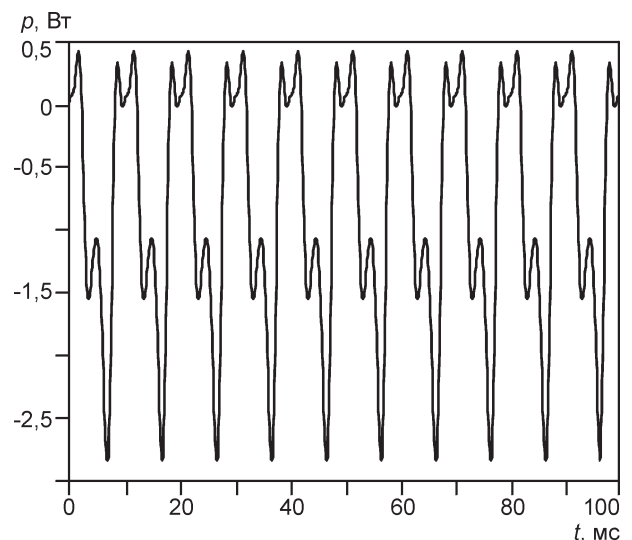


Рис. 1. Кривая мгновенной мощности, полученная из сигнала напряжения, содержащего гармоники 1 и 3, и сигнала тока с гармониками 1, 3, 5, 7 и 9

$$i(t) = \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{M_2} I_s \sin(\omega t + \phi_s), \quad (1)$$

где $k_r V_R$, $I_s I_R$ — действующие значения напряжения и тока соответственно r - и s -й гармоник, ψ_r , ϕ_s — их фазовые углы; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; M_1 , M_2 — номера высших гармонических составляющих сигналов соответственно напряжения и тока, обычно $M_2 > M_1$.

По определению активную мощность рассчитывают по формуле

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) v(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt; \quad T = \frac{1}{f}. \quad (2)$$

Сигнал мгновенной мощности спектрально ограниченных сигналов (рис. 1) имеет некоторые особенности, что позволяет модифицировать (2). С учетом (1) запишем

$$P = \frac{I_R V_R}{T_x} \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{s=1}^{M_2} k_r I_s \times \times \int_{t_1}^{T_x+t_1} \{ \cos[(r-s)\omega t + \psi_r - \phi_s] - \cos[(r+s)\omega t + \psi_r + \phi_s] \} dt, \quad (3)$$

где T_x — временной интервал, определяющий время измерения активной мощности в соответствии с предлагаемым методом, его значение будет конкретизировано после полного анализа рассматриваемых соотношений.

Введем следующие обозначения:

$$A = \frac{I_R V_R}{T_x} \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{\substack{s=1 \\ r \neq s}}^{M_2} \frac{k_r I_s}{(r-s)\omega} \sin[(r-s)\omega t + \psi_r - \phi_s] \Big|_{t_1}^{T_x+t_1};$$

$$B = \frac{I_R V_R}{T_x} \sum_{r=1}^{Q=\min(M_1, M_2)} k_r I_r \int_{t_1}^{T_x+t_1} \cos(\psi_r - \phi_r) dt; \quad (4)$$

$$C = -\frac{I_R V_R}{T_x} \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{s=1}^{M_2} \frac{k_r I_s}{(r+s)\omega} \sin[(r+s)\omega t + \psi_r + \phi_s] \Big|_{t_1}^{T_x+t_1}.$$

Из (4) следует

$$A = \frac{I_R V_R}{T_x} \sum_{r=1}^M \sum_{\substack{s=1 \\ r \neq s}}^M \frac{k_r I_s}{(r+s)\omega} \sin[(r-s)\omega T_x] \cos[(r-s)\omega t_1] \times$$

$$\times \cos(\psi_r - \phi_s) + \cos[(r-s)\omega T_x] \sin[(r-s)\omega t_1] \cos(\psi_r - \phi_s) +$$

$$+ \cos[(r-s)\omega T] \cos[(r-s)\omega t_1] \sin(\psi_r - \phi_s) - \sin[(r-s)\omega T] \times$$

$$\times \sin[(r-s)\omega t_1] \sin(\psi_r - \phi_s) - \sin[(r-s)\omega t_1] \cos(\psi_r - \phi_s) -$$

$$- \cos[(r-s)\omega t_1] \sin(\psi_r - \phi_s). \quad (5)$$

Для правильного расчета активной мощности необходимо, чтобы в (4) соблюдалось условие $A = C = 0$ [2]. Из этого соотношения следует условие выбора интервала T_x , на базе которого и будет рассчитана активная мощность. Спектральный состав токов и напряжений содержит множество гармоник¹. Если предположить, что сигналы напряжения и тока имеют только нечетные гармоники (как в реальных распределительных сетях [3]), т. е. в (4), (5) индексы r и s имеют вид $2k+1$, то интегралы можно вычислить в диапазоне от t_1 до $t_1 + T/2$:

$$P = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} p(t) dt = I_R V_R \sum_{r=1}^{Q=\min(M_1, M_2)} k_r I_r \cos(\psi_r - \phi_r). \quad (6)$$

Таким образом, в соответствии с (6) на расчет предложенным методом можно затратить вдвое меньше времени, т. е. использовать половину количества выборок в процессе цифровой обработки, по сравнению с методами, использующими подстройку времени измерения в соответствии с частотой входного сигнала. В [4] активная мощность вычислена при использовании фильтра для усреднения на полупериодах сигналов, однако не предложены условия во временной области для выполнения данного измерения и алгоритм обработки. Кроме того, в [4] указана необходимость подстройки времени измерения к периоду входного сигнала. Именно этот недостаток устранен в предложенном методе.

Точный расчет активной мощности. Алгоритм, позволяющий реализовать (3):

1. Получаем выборки сигналов напряжения V_k и тока I_k с частотой дискретизации f_s .

2. Находим выборки сигнала напряжения, между которыми он переходит через нуль $\{V_{-1}, V_0\}$ и $\{V_{N-1}, V_N\}$, т. е. при условии

$$V_k V_{k-1} < 0. \quad (7)$$

Согласно (7) прохождение через нуль сигнала напряжения определяется на основании проверки знаков соседних выборок. Такой метод значительно отличается от подходов, описанных в [5, 6], которые базируются или на применении звена фазовой автоподстройки частоты, или на фильтрации сигнала перед его дискретизацией, или на подстройке времени измерения к периоду входного сигнала, причем дополнительная фильтрация позволяет устранить неосновные гармонические составляющие при дополнительной цифровой обработке. Все это гораздо сложнее, чем метод определения прохождения через нуль, предложенный в настоящей работе.

В целях повышения устойчивости рассматриваемого метода при наличии шума обработка проводится в окне данных длиной $2n$. При таком окне пересечение нуля будет определено, если половина, т. е. n выборок имеет положительный знак, а еще n — отрицательный знак. Предполагая, что $n = 3...5$, ошибочные переходы через нуль из-за влияния шума таким образом будут эффективно устранены. После

¹ Согласно ГОСТ Р 54149—2010 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения» нормируются только первые 40 гармоник (прим. ред.).

того, как выявлены выборки, ближайшие к переходу через нуль, момент времени пересечения сигналом нуля можно найти путем линейной интерполяции сигнала на временном отрезке между ними. Если эти выборки $V_k > 0$ и $V_{k-1} < 0$, то положение перехода через нуль на оси времени выражается как

$$x = k - V_k / (V_k - V_{k-1}).$$

После определения моментов x_1 и x_2 времени прохождения входного напряжения через нуль вычисляем частоту сигнала по формуле $f = [2T_S(x_1 - x_2)]^{-1}$, где $T_S = 1/f_S$ — период измерения.

Для измерения частоты f в реальном времени используем скользящее окно выборок, что связывает выше определенные x_1 и x_2 со стартовыми точками окна данных. Описанная процедура позволяет устранить нежелательные пересечения нуля, обусловленные присутствием шумов, в частности, фликер-шума. Если интервал между двумя переходами через нуль значительно отличается от определенного ранее, то новый результат измерения частоты признается ошибочным и вместо него используется предыдущее значение. Согласно такой упрощенной логике частоту сигнала находим с достаточно высокой точностью. Задача определения частоты измеряемого сигнала — одна из ключевых проблем при измерении переменных сигналов [7, 8]. Большинство алгоритмов ее решения имеют сложный математический аппарат и требуют больших временных затрат. Для рассматриваемого случая автором разработан простой алгоритм, обеспечивающий высокую точность определения частоты измеряемых сигналов, что подтверждено результатами его проверки.

3. Формируем ряд выборок мгновенной мощности $\{P_0, P_1, \dots, P_{N-1}\}$ между двумя полученными ранее переходами сигнала напряжения через нуль.

4. Рассчитываем активную мощность по (3).

5. Повторяем шаги 1—4 для следующего полупериода сигнала напряжения.

Интеграл в (3) вычисляется методом трапеции [9]: функция мгновенной мощности $p(t)$ между выборками P_i аппроксимируется кусочно-линейными отрезками. Расчет активной мощности в заданном интервале $[0, T/2]$ дает

$$P' = \frac{2}{T_S} \sum_{i=0}^{N-1} K_i P_i = \frac{2}{T_S} \sum_{i=0}^{N-1} K_i V_i I_i, \quad (8)$$

где N — количество выборок; K_i — коэффициенты метода трапеции, определенные в предположении, что сигнал мгновенной мощности между отчетами меняется по линейному закону, т. е.

$$\Delta T_0 = \frac{V_0}{V_0 - V_{-1}} \frac{1}{f_S}; \quad \Delta T_{N-1} = \frac{V_N}{V_N - V_{N-1}} \frac{1}{f_S}; \quad T_p = \frac{1}{f_S} + \Delta T_0 + \Delta T_{N-1}; \quad (9)$$

$$K_1 = K_2 = \dots = K_{N-2} = 1; \quad K_0 = (1 + \Delta T_0 f_S)/2; \quad K_{N-1} = (1 + \Delta T_{N-1} f_S)/2;$$

$\Delta T_0, \Delta T_{N-1}$ — временные интервалы между определенным ранее переходом через нуль сигнала напряжения и выборками P_0 и P_{N-1} ; $T_p = T/2$ — период мгновенной мощности.

Выбор коэффициентов K_i и метода трапеции (9) приводит к погрешности результатов расчетов, зависящей от фор-

мы функции $p(t)$. На основании (8) в предложенном алгоритме выполняются по N операций умножения и сложения, что только подтверждает его низкую вычислительную сложность.

Так как вычисление интеграла в (3) связано с методом трапеции, появляется и абсолютная погрешность Δ , зависящая от временного интервала интегрирования, частоты дискретизации и формы интегрируемой функции $p(t)$:

$$\Delta = P' - P \approx -\frac{1}{12} \left(\frac{1}{f_S} \right)^2 \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{d^2}{dt^2} p(t) dt. \quad (10)$$

Из (10) следует, что оцененная погрешность Δ зависит от частоты выборок f_S и периода обрабатываемого сигнала: при высоких частотах дискретизации не зависит, а при низких частотах сильно зависит от частоты сигнала f . Погрешность, вызванную некрatностью интервала времени измерения периоду входного сигнала, можно свести к минимуму выбором частоты дискретизации f_S . Таким образом, усредненное значение джиттера при вычислении пределов интегрирования стремится к нулю. В этом случае указанная погрешность некрatности оказывается незначительной по сравнению с погрешностью интегрирования методом трапеции.

Чтобы реализация стала как можно проще, в (3) целесообразно выбрать $t_1 = 0$. Количество требуемых перерасчетов в (8) уменьшается при увеличении частоты дискретизации. Если она достаточно высокая, то части интегралов, близкие к пределам интегрирования, становятся настолько малыми, что их влиянием на общее значение интеграла можно пренебречь, и поэтому нет необходимости их точного расчета. Предлагаемый метод вследствие простоты процедуры подходит для реализации в интегральной технологии. Время, необходимое для расчета активной мощности, несколько больше полупериода сигнала: 10 мс на частоте 50 Гц в сети и 8,33 мс в сетях, работающих на частоте 60 Гц. На практике частота сигнала может быть непостоянной, что приводит к «растеканию» спектра сигнала, в связи с чем становится неточным расчет действующего значения периодического сигнала. Предложенный алгоритм позволяет преодолеть такие ограничения и обеспечить высокую точность расчета. В [10] показано, что при применении внутреннего фильтра значительно улучшаются показатели измерения сигнала в присутствии фликер-шума и случайного шума.

Оценка неопределенности результата измерения. В целях достижения как можно более точной оценки будем полагать, что все величины имеют максимальные погрешности. Модель, на базе которой проводится оценка, основана на выражениях (8) и (9):

$$P' = \frac{2}{T_S} \sum_{i=0}^{N-1} K_i V_i I_i = \frac{2}{T_S} \times \left\{ \left(1 + \frac{V_0}{V_0 - V_{-1}} \right) \frac{V_0 I_0}{2} + \sum_{i=1}^{N-2} V_i I_i + \left(1 + \frac{V_N}{V_N - V_{N-1}} \right) \frac{V_{N-1} I_{N-2}}{2} \right\}, \quad (11)$$

где коэффициенты $\frac{V_0}{V_0 - V_{-1}}$ и $\frac{V_N}{V_N - V_{N-1}}$ принимают значения в диапазоне от 0 до 1.

Чтобы оценить неопределенность результата измерения, при расчете активной мощности P' можно предположить, что указанные коэффициенты имеют фиксированное значение, например 1. Тогда (11) упрощается:

$$P' \approx \frac{2}{Tf_S} \sum_{i=0}^{N-1} V_i I_i.$$

Стандартная неопределенность измерения выражается в виде [11]:

$$\begin{aligned} u^2(P') = & \left[\frac{\partial P'}{\partial T} u(T) \right]^2 + \left[\frac{\partial P'}{\partial f_S} u(f_S) \right]^2 + \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{\partial P'}{\partial V_i} u(V_i) \right]^2 + \\ & + \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{\partial P'}{\partial I_i} u(I_i) \right]^2 = \left(-\frac{P'}{T} \right)^2 u^2(T) + \left(-\frac{P'}{f_S} \right)^2 u^2(f_S) + \\ & + \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{2I_i}{Tf_S} \right)^2 \left(\frac{V_R}{2^{b+1}\sqrt{3}} \right)^2 + \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{2V_i}{Tf_S} \right)^2 \left(\frac{I_R}{2^{b+1}\sqrt{3}} \right)^2, \end{aligned}$$

причем предполагается, что неопределенности измерений величин T , f_S , V_i и I_i повышают неопределенность измерения P' . Здесь $u(T)$, $u(f_S)$ — стандартные неопределенности измерения типа В величин T и f_S ; V_R , I_R — предельные значения измеряемых величин; b — разрядность АЦП.

В соответствии с предложенным алгоритмом выборки сигналов напряжения и тока получаются одновременно. Если принять, что АЦП является идеальным и единственная причина возникновения его погрешности связана с ограниченным разрешением, то стандартная неопределенность типа В измерения V_i становится постоянной и равной $V_R / (2^{b+1}\sqrt{3})$.

Такая же процедура применяется при определении стандартной неопределенности измерения силы тока I_i . В реальной ситуации необходимо принять во внимание значительное влияние точности самого АЦП, что приводит к росту погрешности до $2^{1-b}V_R$, точность 12-разрядного АЦП будет как у 11-разрядного. На практике нередко точность АЦП понижается сильнее: так, 16-разрядный АЦП имеет точность 14-разрядного и в этом случае стандартная неопределенность

выборок напряжения будет $V_R / (2^{b-2}\sqrt{3})$.

Итак, в предположении идеальности АЦП неопределенность измерения принимает вид

$$\begin{aligned} u^2(P') = & \left(-\frac{P'}{T} \right)^2 u^2(T) + \left(-\frac{P'}{f_S} \right)^2 u^2(f_S) + \left(\frac{V_R}{2^{b+1}\sqrt{3}} \right)^2 \left(\frac{2}{Tf_S} \right)^2 \times \\ & \times \sum_{i=0}^{N-1} I_i^2 + \left(\frac{I_R}{2^{b+1}\sqrt{3}} \right)^2 \left(\frac{2}{Tf_S} \right)^2 \sum_{i=0}^{N-1} V_i^2. \end{aligned}$$

С учетом методической погрешности (10) стандартную неопределенность измерения активной мощности P можно представить выражением

$$\begin{aligned} u^2(P) = & u^2(P') + \left[\frac{p'(0) - p'(T/2)}{6f_S^2 T^2} + \frac{p''(T/2)}{12f_S T} \right]^2 u^2 T + \\ & + \left[\frac{p'(0) - p'(T/2)}{3f_S^3 T} \right]^2 u^2(f_S). \end{aligned}$$

При измерении сигнала на частоте сети учитывается допускаемое отклонение частоты основной гармоники от номинального значения².

Если $N+2$ непрерывные выборки напряжения содержат два перехода через нуль, то период T можно оценить как

$$T = \frac{2}{f_S} \left[(N-1) + \frac{V_0}{V_0 - V_{N-1}} + \frac{V_{N-1}}{V_{N-1} - V_N} \right].$$

Тогда неопределенность измерения T будет [12]:

$$\begin{aligned} u^2(T) = & \left(\frac{-T}{f_S} \right)^2 u^2(f_S) + \\ & \times \left\{ \left[\frac{2V_0}{f_S(V_0 - V_{N-1})^2} \right]^2 + \left[\frac{2}{f_S} \left(\frac{1}{V_0 - V_{N-1}} - \frac{V_0}{(V_0 - V_{N-1})^2} \right) \right]^2 \right\} 2u^2(V), \end{aligned}$$

причем $u(V)$ — неопределенность измерения выборок напряжения V_i .

Относительную неопределенность измерения периода T можно вычислить по формуле

$$(u(T)/T)^2 \approx (u(f_S)/f_S)^2 + (\sqrt{2}/\pi)^2 / (2^b \sqrt{3})^2,$$

где b — число «точных» разрядов АЦП.

Стандартная неопределенность измерения $u(f_S)$ выведена на основании граничного значения погрешности измерения частоты дискретизации: при $f_S = 1$ кГц она не превышает $\pm 0,1$ Гц, а может быть и значительно ниже. Вклад в общую неопределенность измерения из-за неточности определения T и f_S значительно меньше, чем вклад неопределенностей измерения сигналов напряжения и тока. Значения активной мощности и неопределенности ее измерения зависят от формы функции $p(t)$.

Моделирование предложенного алгоритма. Дополнительная проверка предложенного алгоритма проводится моделированием в программном пакете MATLAB и модуле SIMULINK (рис. 2). Измерение осложнено присутствующим шумом, провалами напряжения, а также фликер-шумом синусоидальной или прямоугольной форм³. В процессе моделирования исследованы влияния джиттера, фликер- и случайного шумов на погрешность предложенного метода измерения. Их присутствие приводит к ошибочным определениям моментов, в которые сигнал проходит через нуль, что

² Согласно ГОСТ Р 54149—2010 (см. сноску¹) допускается отклонение до 5 Гц в изолированных системах с автономными генераторными установками и 0,4 Гц в синхронизированных системах энергоснабжения (прим. ред.).

³ Согласно ГОСТ Р 54149—2010 кратковременная доза фликера P_{st} не должна превышать значения 1,38 (прим. ред.).

может вызвать погрешности измерения активной мощности. Кроме того, дополнительная погрешность возникает из-за неточного определения моментов времени взятия выборок, а также погрешности, вносимой АЦП.

В схеме на рис. 2 используются в основном стандартные аппаратные элементы, для определения мгновенных значений сигнала служит 16-рядный сигма-дельта АЦП (частота дискретизации $f_s = 100,7$ кГц) со схемой выборки и хранения [13]. Измерение частоты несущего сигнала напряжения осуществляется, как предложено в [14], с применением триггера Шмитта в качестве компаратора, который позволяет фиксировать моменты прохождения полигармонического входного сигнала через нуль и таким образом находить его частоту. Входные сигналы тока и напряжения формируются в виде суперпозиции гармонических составляющих (*Multi-harmonic input signal*), после чего они перемножаются для получения сигнала мгновенной мощности. Так как наличие и случайного шума, и джиттера приводит к погрешности определения момента прохождения сигнала через нуль, реализована специальная модель, суммирующая их влияние на входной сигнал напряжения. В [15] показано, что для правильного воспроизведения влияния джиттера в схему следует включить переменную задержку. Моделирование присутствия джиттера и фликер-шума обеспечивается блоками *Pulse Generator* и *Random Number*, выходы которых подведены к цепи переменной задержки *Variable Transport Delay*. В комплексный периодический сигнал также добавлен белый гауссов шум от генератора белого шума с ограниченной полосой частот (*Band-Limited White Noise*); его мощность характеризуется спектральной плотностью шума (СПШ) и выражается в вольтах в квадрате, деленных на герц. Предполагается, что операционный усилитель и источник опорного напряжения тоже создают белый шум.

При помощи реле сформированный таким образом сигнал превращается в серию прямоугольных импульсов, что позволяет обнаружить моменты его прохождения через нуль и определить частоту при помощи блока *S-Function*.

Для лучшего понимания эффективности разработанной модели на рис. 3 представлены детализированные модели шумов, являющихся следствием джиттера внутреннего генератора АЦП, шумов операционного усилителя и kT/C — теплового и фликер-шумов на низких частотах. Здесь k , T , C — постоянная Больцмана, температура в кельвинах и емкость конденсатора, используемого для выполнения дискретизации ($C = 2$ пФ), соответственно. Полагая, что влияния этих шумов суммируются, их общую СПШ определяют фликер-шумом ($1/f$ -шумом), тепловым шумом, шумом, возника-

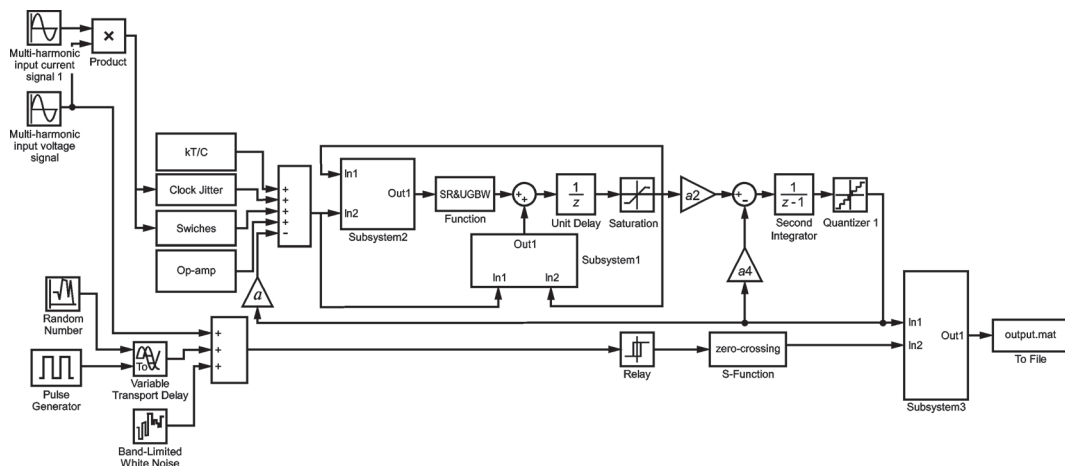


Рис. 2. SIMULINK-модель цепи, реализующей предложенный алгоритм

щим вследствие работы переключателей в процессе дискретизации, и внутренним шумом операционных усилителей. На рис. 3 обозначение V_n относится к входному тепловому шуму операционного усилителя (фликер- и широкополосный тепловой шум, а также шумы источника смещения по постоянному току увеличивают его значение). Общую энергию

V_n^2 шума можно оценить при моделировании на уровне транзисторов. Модель джиттера внутреннего генератора АЦП на рис. 3 показана отдельно при условии, что джиттер сигнала дискретизации представляет собой некоррелированный гауссов случайный процесс, имеющий стандартное отклонение Δt . Такая модель джиттера описана и проанализирована в [16], где показано, что его параметры зависят от частоты входного синусоидального сигнала. При моделировании принимали $\Delta t = 1$ нс (стандартное отклонение). В результате получена спектральная плотность идеального теплового шума и джиттера генератора тактовой частоты в диапазоне $- (80 \dots 150)$ дБ для отношения сигнал—шум в пределах $65 - 78$ дБ.

Блок интегратора (см. рис. 2), кроме функции интегрирования переменных сигналов, обеспечивает конечное усиление сигналов постоянного тока (по этой причине его полюс смещен относительно полюса идеального интегратора, что приводит к изменению коэффициента усиления самого интегратора по постоянному току). Искажения, являющиеся следствием нелинейности интегратора, зависят от уровня

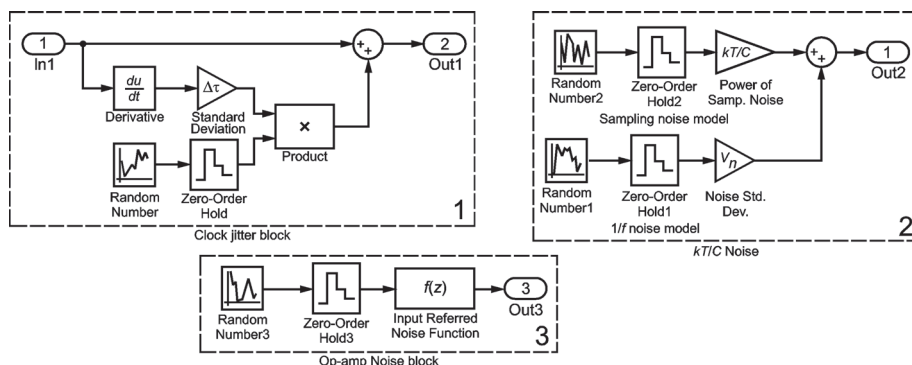


Рис. 3. SIMULINK-модели джиттера внутреннего генератора АЦП (1), kT/C и фликер-шума (2) и шума операционного усилителя (3)

Параметры имитационного моделирования ($V_R = 220$ В, $I_R = 10$ А, $f = 50$ Гц)

Номер опыта	k_r	I_s	ψ_r , рад	ϕ_s , рад	Относительная погрешность измерения активной мощности, %
1	1; 0,56; 0,23	1; 0,34; 0,22; 0,17	0; π ; $\pi/6$	$\pi/4$; $\pi/7$; 0; $\pi/2$	0,0039
2	1	1; 0,76; 0,45; 0,36; 0,18	0	0; π ; $\pi/12$; $\pi/3$; $\pi/11$	0,0046
3	1; 0,78	0,98; 0,67; 0,48; 0,36; 0,23	0; $\pi/6$	$\pi/4$; 0; 0; $\pi/15$; π	0,0048
4	1; 0,43; 0,34	1; 0,84; 0,53	0; 0; $\pi/7$	0; π ; $\pi/8$	0,0043
5	1	1; 0,77; 0,63; 0,56; 0,49; 0,32; 0,17	π	$\pi/3$; π ; $\pi/13$; $\pi/4$; 0; $\pi/11$; $\pi/6$	0,0045

выходного напряжения (см. рис. 3). Скорость изменения (SR) и диапазон единичного усиления (unity-gainbandwidth— $UGBW$) — два очень важных параметра, которые определяют динамические характеристики операционного усилителя, учет их влияния потребовал дополнительного моделирования (при этом интегратор можно рассматривать как линейное, так и нелинейное устройство [13]). Значения коэффициентов цепи усилителя составили $a = 1$; $a_2 = 0,5$; $a_4 = 0,25$ (см. рис. 2). Сигма-дельта АЦП содержит переключатели, и их характеристики оказывают влияние на погрешность всего АЦП. Так как переключатели (коммутаторы) выполнены по КМОП-технологии с применением n - и p -МОП-транзисторов, в них проявляются нелинейные сопротивления, эффекты накопления заряда (что увеличивает минимальное необходимое время выборки устройства выборки и хранения) [13]. Эти эффекты учитываются в блоке *Switch change-injection*.

Результаты моделирования. После получения выборок мгновенной мощности при помощи описанной выше модели АЦП они вводятся в блок *Subsystem3* (см. рис. 2) вместе с данными об измеренной частоте входного сигнала. Таким образом, активную мощность можно рассчитать, используя предложенный алгоритм обработки. Разработанную в программном пакете MATLAB/SIMULINK модель измерительной системы можно легко реализовать на платформе dSpace1104.

В процессе имитационного моделирования по описанному методу параметры входных обрабатываемых сигналов принимали значения, приведенные в таблице. Значения, указанные в колонках, соответствуют гармоникам обрабатываемых сигналов. Так, в третьей колонке I_s коэффициенты 1; 0,34; 0,22; 0,17 относятся к гармоникам 1, 3, 5, 7. Кроме того, например, амплитуда третьей гармоники сигнала тока получается умножением $I_3 = 0,34$ на $I_R = 10$ А (действующее значение входного тока), и т. д. Обозначения в таблице полностью согласованы с уравнением (1). Процедура получения активной мощности P подробно описана в [2] и выражается уравнением (6). Найденное таким образом значение использовано для оценки относительной погрешности в расчете активной мощности P' по (8) согласно предложенному алгоритму.

Введение различных шумов и джиттера в процесс моделирования привело к относительной погрешности опреде-

ления частоты основной гармоники не более 0,001 %. Как следует из таблицы, простое решение, предлагаемое в настоящей работе, по сравнению с описанными в [5, 7—9], при погрешности расчета рассматриваемых величин $\pm 0,1$ %, удовлетворяет всем критериям, с точки зрения точности измерений, при проектировании измерительных систем. Точность и подавление возможных шумов, которые обеспечивает данный метод при обработке несинусоидальных сигналов, существующих в распределительных сетях, выше, чем в [20], где погрешность расчета частоты составляет около 0,13 %. Предложенный алгоритм можно применять в микропроцессорах общего назначения. В отличие от алгоритма, базирующегося на комплексной модификации дискретного преобразования Фурье [21], предложенный алгоритм проще по структуре и схеме реализации.

Заключение. Из анализа сигнала мгновенной мощности $p(t)$ во временной области следует, что активную мощность можно рассчитать по выражению (8) за один полупериод входного сигнала, если обрабатываемые сигналы содержат только нечетные гармоники, как это в действительности наблюдается в распределительных сетях. Метод требует намного меньше времени для измерения и вычислительных операций, чем другие известные методы (например [5, 17, 19, 21]). Алгоритм не связан с подстройкой времени измерения и частоты сигнала. Результаты моделирования подтвердили, что предложенный алгоритм может обеспечить удовлетворительную точность обработки периодических сигналов в реальных условиях. Максимальное значение относительной погрешности измерения активной мощности, определенное при помощи имитационного моделирования, составляет 0,005 %.

Литература

1. Clarke J. J., Stockton J. R. Principles and theory of wattmeters operating on the basis of regularly spaced sample pairs // J. Phys. E: Sci. Instrum. 1982. V. 15. P. 645—652.
2. Petrovic P., Stevanovic M. Digital Processing and Reconstruction of Complex AC Signals. N.Y.: Springer, 2009.
3. IEC 50160. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks. 2011.
4. Kunjumammed L. P., Mishra M. K. A Control Algorithm for Single-Phase Active Power Filter Under Non-Stiff Voltage Source // IEEE Trans. Power Electronics. 2006. V. 21. N 3. P. 822—825.
5. Martens O. e. a. DSP-based Power Quality Monitoring Device // IEEE Int. Symp. Intelligent Signal Proc. 2008. P. 1—5.
6. Hindersah H. e. a. Prototype development of single phase prepaid KWh meter // Proc. Int. Conf. Electrical Engineering and Informatics. 2011. P. 1—6.
7. Jiekang W., Jun L., Jixiang W. High-accuracy, wide-range frequency estimation methods for power system signals under nonsinusoidal conditions // IEEE Trans. Power Del. 2005. V. 20. N 1. P. 366—374.

8. **Kuseljévić M. D.** A Simultaneous Estimation of Frequency, Magnitude, and Active and Reactive Power by Using Decoupled Modules // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2010. V. 59. N 7. P. 1866—1873.

9. **Numerical Integration: Course Materials**, 2005, Worcester (MA, USA): Dept. Math. Sci.-Worcester Polytech. Inst. [Электрон. ресурс]. http://www.math.wpi.edu/Course_Materials/MA1023C05/num_int/node1.html (дата обращения 26.03.2012).

10. **Poberezhskiy Y. S., Poberezhskiy G. Y.** Sampling and Signal Reconstruction Circuits Performing Internal Antialiasing Filtering and Their Influence on the Design of Digital Receivers and Transmitters // IEEE Trans. Circuits and Systems-I. 2004. V. 51. N 1. P. 118—129.

11. **Guide** to the Expression of Uncertainty in Measurement. Geneva: ISO, 1993.

12. **IEC 50160**. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks. 2011.

13. **Hoseini H. Z., Kale I., Shoaie O.** Modeling of Switched-Capacitor Delta-Sigma Modulators in SIMULINK // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2005. V. 54. N 4. P. 1646—1654.

14. **Petrovic P.** New Digital Multimeter for Accurate Measurement of Synchronously Sampled AC Signals // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2004. V. 53. N 3. P. 716—725.

15. **Coakley K. J. e. a.** Adaptive characterization of jitter noise in sampled high-speed signals // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2003. V. 52. N 5. P. 1537—1547.

16. **Vendersteen G., Pintelon R.** Maximum likelihood estimator for jitter noise models // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2000. V. 49. N 6. P. 1282—1284.

17. **Germer H.** High-precision ac measurements using the Monte Carlo method // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2001. V. 50. P. 457—460.

18. **FLUKE USA**-test tools for industrial & electrical solutions. [Электрон. ресурс] <http://us.fluke.com/usen/products/> (дата обращения 25.03.2012).

19. **Hindersah H. e. a.** Prototype development of single phase prepaid KWh meter // Int. Conf. Electrical Engineering and Informatics. 2011. P. 1—6.

20. **Asquerino J. C. M. e. a.** Measurement of Apparent Power Components in the Frequency Domain // IEEE Trans. Instrum. Meas. 1990. V. 39. N 4. P. 583—587.

21. **Odzemir A., Ferikoglu A.** Low cost mixed-signal micro-controller based power measurement technique // IEE Proc. Sci. Meas. and Technol. 2004. V. 151. N 4. P. 253—258.

Дата принятия 04.05.2012 г.

538.2:620.179.14

Анализ методической погрешности измерения намагниченности сталей в процессе коэрцитивного возврата

С. Г. САНДОМИРСКИЙ

Объединенный институт машиностроения НАН Беларуси, Минск, Беларусь,
e-mail: sand@iaph.bas-net.by

Выведена формула для оценки влияния магнитных свойств стали и погрешности измерения ее коэрцитивной силы на погрешность измерения намагниченности в процессе коэрцитивного возврата, в которой учтены особенности изменения намагниченности на предельной петле гистерезиса и кривых возврата. Установлено, что при соблюдении стандартных требований к измерительной аппаратуре погрешность измерения намагниченности не удовлетворяет потребностям магнитного структурного анализа. Определены критерии ее уменьшения.

Ключевые слова: сталь, остаточная намагниченность, коэрцитивная сила, магнитный структурный анализ.

A formula is derived to estimate how the measurement error for remanent magnetization in the process of coercive recovery depends on the magnetic properties of steel and on the measurement error for the coercive force. The formula captures the characteristic features of measuring the remanent magnetization on saturation hysteresis loop and on the recovery curves. It is established that, when following the standard requirements for the precision of measuring instruments, the measurement error cannot satisfy the demands of magnetic structural analysis. Criteria are determined for decreasing the error to an acceptable in practice level.

Key words: steel, remanent magnetization, coercive force, magnetic structure analysis.

Основные параметры предельной петли магнитного гистерезиса ферромагнитных материалов (рис. 1) — коэрцитивная сила H_c , намагниченность M_s технического насыщения и остаточная намагниченность M_r определены в [1]. Методика их измерений для магнитомягких ($H_c \leq 4$ кА/м) материалов регламентирована в [2]. При соблюдении требований [2] к точности измерений размеров образцов и точности измерительной аппаратуры относительные погрешности измерений H_c и M_r составляют соответственно ± 2 и ± 3 % [3].

Результаты измерений H_c , M_s и M_r сталей используются в магнитной структуроскопии [4]. Однако, по устоявшемуся мнению [4, 5], их недостаточно для контроля качества отпуски среднеуглеродистых легированных сталей после закалки. Для решения этой задачи используют релаксационную намагниченность M_{Hr} (см. рис. 1) в материале, помещенном после намагничивания до технического насыщения в размагничивающее поле напряженностью, равной релаксационной коэрцитивной силе H_r материала [1, 6—9]. Результа-