

Авторы:

к.т.н. Антонов В.И.,

ЧГУ им. И.Н. Ульянова,
НПП ООО «ЭКРА»,
г. Чебоксары, Россия.

к.т.н. Наумов В.А.,

Петров В.С.

НПП ООО «ЭКРА»

г. Чебоксары, Россия.

**Antonov V.I., Naumov V.A.,
Petrov V.S.**

Annotation: digital overvoltage protection have to measure a maximum and a RMS value of voltage. This requirement is due to different impact low and high overvoltage on electrical insulation of high voltage equipment.

Conventional estimation methods of maximum and RMS value of voltage do not provide necessary accuracy. Therefore in the article new estimation methods of measured signals are researched.

КОНТРОЛИРУЕМЫЕ ВЕЛИЧИНЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО ОГРАНИЧЕНИЯ ПОВЫШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ: НОВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

MEASURED SIGNALS OF DIGITAL OVERVOLTAGE PROTECTION: NEW ESTIMATION METHODS AND THEIR CHARACTERISTICS

Аннотация: цифровая система автоматического ограничения повышения напряжения должна контролировать как максимальное, так и действующее значение напряжения. Это требование определено различием в поведении электрической изоляции высоковольтного оборудования при разных уровнях перенапряжения. Традиционные методы определения действующего и максимального значения напряжения не обеспечивают необходимой точности оценки, в связи с чем в статье исследуются новые методы оценки контролируемых величин.

Ключевые слова: цифровая система автоматического ограничения повышения напряжения, оценка максимального значения, оценка действующего значения.

Keywords: digital overvoltage protection, estimation of maximum value, estimation of RMS value.



Петров

Владимир Сергеевич

Дата рождения: 15.02.1987 г.

В 2010 г. окончил

Чувашский государствен-
ный университет им. И.Н.
Ульянова по направлению
«Электроэнергетика».

Магистр техники и техноло-
гии. Инженер 1 категории
отдела разработки защит
станционного оборудования
ООО НПП «ЭКРА».

При незначительных перенапряжениях главным фактором разрушения электрической изоляции высоковольтного оборудования является ее нагрев, а при перенапряжениях с высоким уровнем решающую роль играют процессы ионизации изоляционного промежутка. Действительно, допустимое время нахождения изоляции под высоким напряжением относительно невелико, и процессы нагрева в этом случае не успевают оказать на изоляцию сколь-нибудь заметного эффекта. Исходя именно из этих предпосылок, национальный стандарт Российской Федерации [1] и стандарт организации ОАО «ФСК ЕЭС» [2] предписывают принимать в современных устройствах автоматического ограничения повышения напряжения (АОПН) в качестве контролируемой величины действующее значение при перенапряжениях невысокого уровня и максимальное значение – при перенапряжениях значительного уровня.

Как известно, максимальное значение кривой входного сигнала недоступно для непосредственного измерения из-за дискретизации сигнала и существующей неопределен-

ности сигнала между отсчетами. Цифровое представление сигнала накладывает свои особенности и на алгоритм оценки действующего значения напряжения. Так, при номинальной частоте сети классический метод определения действующего значения сигнала свободен от погрешности. Однако при отклонении частоты сети от номинального значения в оценке действующего значения появляется смещение. Вызвано оно ухудшением подавляющих свойств оператора усреднения для составляющих суммарных частот сигнала после квадратора.

Поэтому нужны новые методы оценки действующего и максимального значений, рассчитанные на работу с цифровыми сигналами и обладающие необходимыми метрологическими характеристиками. Рассмотрению таких методов оценки и посвящена настоящая статья.

Статья является развитием работы [3]. Все предлагаемые в статье новые методы защищены патентами РФ [4, 5]. Иллюстрация работы методов и исследование характеристик точности будут даны на примере кривой на-



пряжения при параметрическом резонансе на второй гармонике (наиболее тяжелый случай перенапряжений как с точки зрения опасности для изоляции высоковольтного оборудования, так и для функционирования АОПН [6]).

Оценка максимального значения. Очевидно, что оценка максимального значения контролируемого напряжения по наибольшему из отсчетов около предполагаемого максимума кривой выпрямленного напряжения будет смещенной. Действительно, как видно из рис. 1, наибольший по величине отсчет u_0 отличается от максимального значения u_{max} текущего полупериода и практически всегда будет меньше него на величину

$$\Delta u = u_{max} - u_0.$$

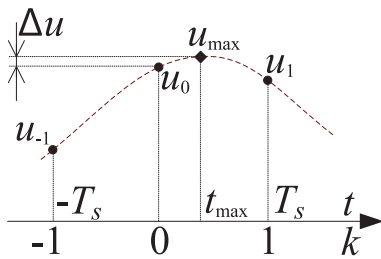


Рис. 1. Оценка максимального значения u_{max} кривой (помечено ромбиком) по отсчетам

Относительная ошибка оценки максимального значения, определенная как

$$\delta = \frac{\Delta u}{u_{max}},$$

колеблется от 0 до 5% (рис. 2) в зависимости от положения отсчета с наибольшим значением u_0 относительно максимальной точки кривой u_{max} .

С целью повышения точности предлагается оценивать максимальное значение напряжения путем определения экстремума интерполяционной кривой, проведенной через отсчеты вблизи предполагаемого максимума напряжения [4]. Для этого формируются отсчеты выпрямленного сигнала u_k (метки в виде светлых кружков на кривой 2 рис. 3). Затем на каждом периоде уже выпрямленного сигнала выделяется отрезок, расположенный между двумя отсчетами ниже порога, и все отсчеты которого выше упомянутого порога (отсчеты между точками a и b). Тем самым на каждом полупериоде сигнала (на периоде выпрямленного сигнала) определяется отрезок, содержащий в себе абсолютное максимальное значение напряжения.

Как видно из рис. 3, порог должен обеспечивать однозначное определение отрезка с максимальным значением напряжения для данного периода вы-

прявленного сигнала. Неудачный выбор порога может привести к выделению на периоде нескольких отрезков со своими максимумами, что приведет к неправильному учету остаточного ресурса устройством АОПН. Поэтому порог нужно выбирать с учетом режимов перенапряжения высоковольтной электрической сети, при которых есть вероятность появления нескольких экстремумов на периоде выпрямленного сигнала. С этой точки зрения наиболее характерным является случай параметрического резонанса, возникающего при включении линии электропередачи на холостой ход. В этом случае напряжение может состоять из суммы синфазных основной и второй гармоник равной амплитуды [6], и выпрямленный сигнал (кривая 2 на рис. 3) имеет два максимума. Для правильного выделения отрезка, содержащего абсолютный максимум на полупериоде сигнала, порог выбирается выше малой полуволны выпрямленного сигнала.

После выделения необходимого отрезка, способ определяет максимальное значение полупериода сигнала. Поскольку в промежутке между измерениями значение напряжения недоступно, то эту проблему неопределенности способ решает путем интерполяции кривой напряжения полиномом с единственным максимумом, проведенным по отсчетам напряжения. Для этого

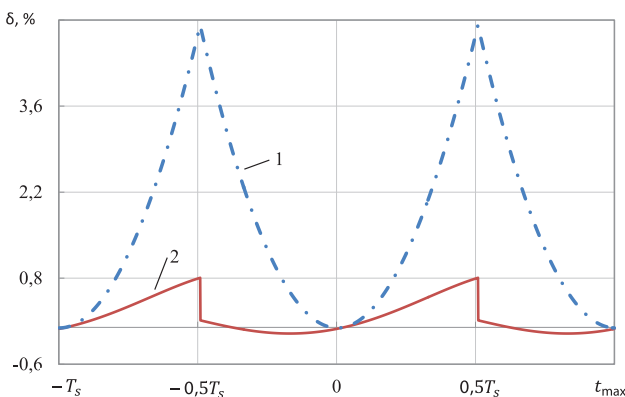


Рис. 2. Погрешность оценки максимального значения сигнала при параметрическом резонансе на второй гармонике (интервал дискретизации $T_s = 1/1000$ с): 1 – по максимальному отсчету; 2 – по способу [4]

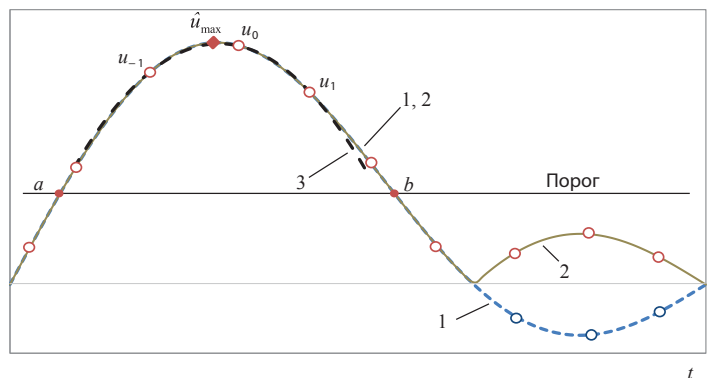


Рис. 3. Работа способа [4] при периодическом несинусоидальном напряжении, содержащем синфазные основную и вторую гармоники равной амплитуды (показан полупериод напряжения): 1 – сигнал напряжения, 2 – выпрямленный сигнал напряжения, 3 – интерполяционная кривая (ее максимальное значение \hat{u}_{max} отмечено ромбиком)



определяется наибольший отсчет u_0 на выделенном отрезке, а затем заданное число отсчетов слева и справа от него. Через эти отсчеты проводят интерполяционную кривую и принимают ее максимум \hat{u}_{\max} за абсолютное максимальное значение электрического напряжения на полупериоде.

Требование единственности максимума накладывает на выбор интерполяционного полинома ограничение, заключающийся в том, что порядок полинома должен быть четным. Минимальный порядок такого полинома равен 2; в этом случае берут по одному отсчету слева и справа от отсчета с максимальным значением и проводят через упомянутые отсчеты интерполяционную кривую второго порядка – параболу:

$$u(t) = at^2 + bt + c,$$

где t – непрерывное время. Коэффициенты параболы будут определены по отсчетам, соседним с наибольшим отсчетом u_0 , следующим образом:

$$a = \frac{u_{-1} - 2u_0 + u_1}{2T_s^2}, \quad b = \frac{u_1 - u_{-1}}{2T_s}, \quad c = u_0.$$

При определении коэффициентов принято, что отсчету с наибольшим значением u_0 соответствует $t = 0$ и $u_0 = u(t = 0)$.

Своего максимума

$$\hat{u}_{\max} = u_0 - \frac{(u_{-1} - u_1)^2}{8(u_{-1} - 2u_0 + u_1)}$$

парабола достигает в момент времени

$$t_{\max} = \frac{T_s}{2} \frac{u_{-1} - u_1}{u_{-1} - 2u_0 + u_1}.$$

Его величина принимается за абсолютное максимальное значение электрического напряжения (рис. 3).

Как видно из рис. 2, погрешность предлагаемого способа при оценке

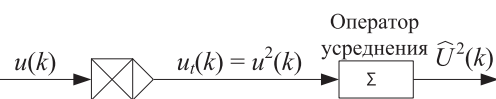


Рис. 4. Блок-схема классического метода оценки действующего значения

максимального значения напряжения при параметрическом резонансе не превышает 1%, что удовлетворяет требованиям по точности для АОПН.

Оценка действующего значения.

Традиционно [3], квадрат действующего значения $U^2(k)$ периодического сигнала $u(k)$ в текущий момент времени k определяется по отсчетам сигнала как

$$\hat{U}^2(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=k-N+1}^k u^2(m),$$

где N – число отсчетов на периоде сигнала $u(k)$. Для удобства изложения материала сигнал на выходе квадратора (рис. 4) будем называть промежуточным и обозначим как

$$u_i(k) = u^2(k).$$

В случае синусоидального напряжения

$$u(k) = A_1 \sin(k\omega_1 T_s + \psi),$$

где ω_1 – частота, ψ – начальная фаза, промежуточный сигнал $u_i(k)$

$$u_i(k) = U^2 + u_a(k) \tag{1}$$

будет содержать постоянную составляющую, равную квадрату действующего значения напряжения

$$U^2 = \left(\frac{A_1}{\sqrt{2}}\right)^2, \tag{2}$$

и переменную составляющую

$$u_a(k) = -U^2 \cos(k2\omega_1 T_s + 2\psi), \tag{3}$$

подлежащую удалению.

В классическом способе удаление

переменной составляющей достигается усреднением промежуточного сигнала $u_i(k)$ на периоде основной гармоники измеряемого напряжения:

$$\hat{U}^2(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=k-N+1}^k u_i(m). \tag{4}$$

Тогда, вводя в рассмотрение амплитудно-фазовую частотную характеристику оператора усреднения

$$H_\Sigma(j\omega T_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N e^{-jk\omega T_s},$$

оценку действующего значения (4) с учетом (1) – (3) можно представить как

$$\hat{U}^2(k) = H_\Sigma\{U^2\} + H_\Sigma\{u_a(k)\}, \tag{5}$$

где $H_\Sigma\{\dots\}$ – условное обозначение выходного сигнала оператора усреднения.

При номинальной частоте сети ω_{1n} период $T = NT_s$, поэтому слагаемая (3) будет подавлена оператором усреднения (4) полностью, как это видно из АЧХ оператора усреднения $H_\Sigma(\omega T_s)$ (рис. 5). Однако при отклонении частоты сети от номинального значения ω_{1n} оператор усреднения (4) теряет способность подавлять составляющую двойной частоты, в связи с чем в оценке действующего значения появляется смещение. В силу особенностей АЧХ оператора (4) наибольшая погрешность возникает при снижении частоты. Учитывая, что $H_\Sigma\{0\} = 1$, из (2) – (5) получим относительную погрешность определения действующего значения синусоидального сигнала классическим методом

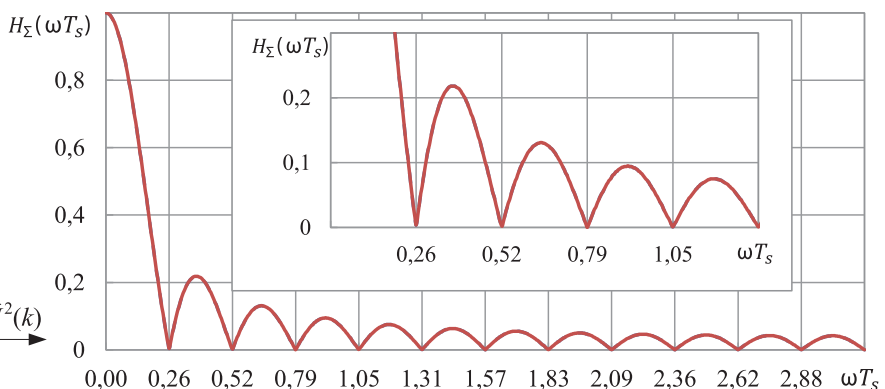


Рис. 5. АЧХ оператора усреднения при $N=24$ ($T_s=1/1200$ с)

$$\delta(k) = \left| 1 - \sqrt{1 - H_z(2\omega_1 T_s) \cos[k2\omega_1 T_s + \arg\{H_z(j2\omega_1 T_s)\}]} \right|$$

Ошибка $\delta(k)$ изменяется во времени и достигает наибольшего значения при

$$\cos[k2\omega_1 T_s + \arg\{H_z(j2\omega_1 T_s)\}] = 1.$$

При снижении частоты сети на 5 Гц погрешность оценки действующего значения будет немногим больше 5%, а при снижении на 12 Гц (случай отключения ЛЭП в ходе ликвидации асинхронного режима [7]) уже достигнет 11%.

Как уже отмечалось, параметрический резонанс на второй гармонике является наиболее сложным для функционирования цифровой системы АОПН. В этом случае входной сигнал будет включать синфазные основную и вторую гармоники

$$u(k) = A_1 \sin(k\omega_1 T_s) + A_2 \sin(k2\omega_1 T_s).$$

Промежуточный сигнал (1) $u_i(k)$ будет содержать в себе постоянную составляющую, равную квадрату действующего значения напряжения,

$$U^2 = \left(\frac{A_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A_2}{\sqrt{2}}\right)^2,$$

и переменную составляющую

$$u_a(k) = -\frac{1}{2} A_1^2 \cos(k2\omega_1 T_s) - \frac{1}{2} A_2^2 \cos(k4\omega_1 T_s) + A_1 A_2 [\cos(k\omega_1 T_s) - \cos(k3\omega_1 T_s)]. \quad (6)$$

При номинальной частоте $\omega_1 = \omega_{1n}$ слагаемые (6) будут подавлены оператором усреднения (4) полностью, поскольку его коэффициенты усиления на нормированных частотах $\omega_{1n} T_s = 0,26$, $2\omega_{1n} T_s = 0,52$, $3\omega_{1n} T_s = 0,79$ и $4\omega_{1n} T_s = 1,05$ равны нулю. Однако отклонение частоты сети от номинального значения ω_{1n} вызовет смещение в оценке действующего значения из-за ухудшения подавляющих свойств оператора усреднения составляющих суммарных частот.

Погрешность оценки действующего значения и в этом случае определяется аналогично предыдущему случаю. В наиболее тяжелом случае параметрического резонанса, когда $A_1 = A_2$, снижение частоты сети до 45 Гц приводит к появлению ошибки в

оценке действующего значения около 11%, а дальнейшее уменьшение частоты до 38 Гц – около 17%.

Таким образом, классический способ оценки действующего значения не обеспечивает необходимого уровня точности измерений в режимах работы цифровой системы АОПН. В связи с этим, был разработан новый метод определения действующего значения напряжения, обладающий более высокой точностью оценки [5].

Как уже отмечалось, причиной появления смещения в оценке действующего значения при отклонении частоты является появление в промежуточном сигнале (1) составляющих суммарных частот. Очевидно, что для повышения точности оценки нужно решить задачу ослабления составляющих суммарных частот до уровня, обеспечивающего необходимые метрологические характеристики измерения действующего значения сигнала.

В новом способе оценки действующего значения [5] предлагается использовать дополнительные преобразования промежуточного сигнала $u_i(k)$ с помощью различных фильтров, включа-

емых между квадратором и оператором усреднения (рис. 6). Фильтры должны обеспечивать подавление составляющих суммарных и разностных частот в переменной составляющей (6). Особенность этих фильтров будет заключаться в их АЧХ, оптимально подобранных для подавления составляющих, возникающих в промежуточном сигнале именно в режиме параметрического резонанса на второй гармонике с учетом отклонения частоты сети. Как видно из (6), в переменной составляющей $u_a(k)$ промежуточного сигнала $u_i(k)$ преобладают первая и третья гармоники. Поэтому фильтры должны обеспечивать значительное подавление этих составляющих с учетом возможного отклонения частоты.

Эффективное значение $\hat{U}(k)$ сигнала $u(k)$ (действующее значение) в этом случае определяется как

$$\hat{U}(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=k-N+1}^k e(m)^2},$$

где $e(m)$ – выходной сигнал фильтра.

Рассматривалось использование фильтров наиболее простых с точки зрения реализации в цифровой системе АОПН. Этому критерию отвечают

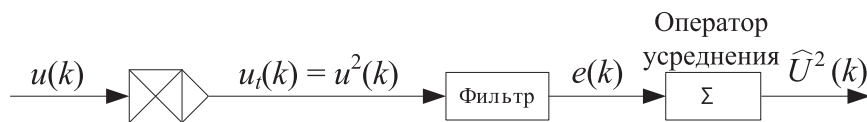


Рис. 6. Блок-схема нового способа оценки действующего значения [5]

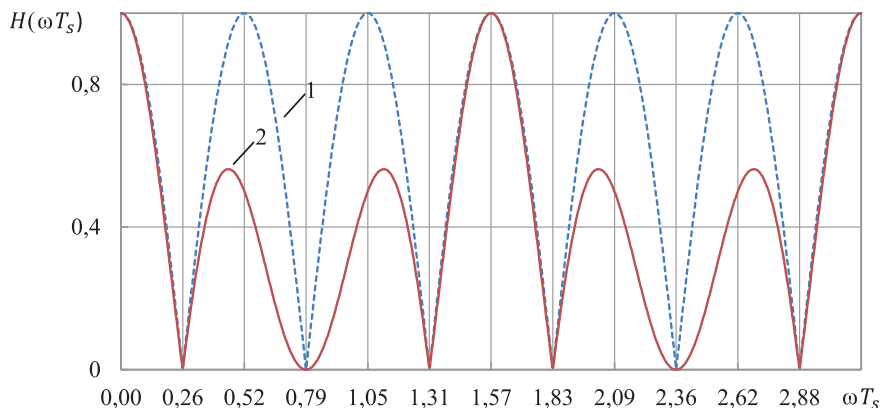


Рис. 7. АЧХ фильтров: 1 – фильтр (7); 2 – (8). Фильтр (8) подавляет четные гармоники два раза лучше, чем фильтр (7)

фильтры [8], подавляющие нечетные гармоники:

$$e(k) = \frac{1}{2} \left[u_i(k) + u_i \left(k - \frac{N}{2} \right) \right] \quad (7)$$

и

$$e(k) = \frac{1}{4} \left[u_i(k) + u_i \left(k - \frac{N}{6} \right) + u_i \left(k - \frac{N}{2} \right) + u_i \left(k - \frac{2N}{3} \right) \right] \quad (8)$$

Сравнение АЧХ (рис. 7) фильтров показывает, что фильтр (8) обладает лучшими подавляющими свойствами.

В итоге АЧХ результирующего фильтра $H_e(\omega T_s)$ (рис. 8) имеет седловидный характер в области частот первой и третьей гармоник, что, как уже отмечалось, особенно ценно для ослабления переменной составляющей (6) при обработке сигнала в режиме параметрического резонанса. Причем результирующий фильтр обладает лучшими подавляющими свойствами (рис. 8) при использовании фильтра (8).

Таким образом, при обработке сигнала параметрического резонанса наилучшим с точки зрения подавления паразитных составляющих в промежуточном сигнале $u_i(k)$ является фильтр (8). Отметим, что фильтр (8) рассчитан на использование в цифровой системе с частотой дискретизации, кратной 6. Однако в современных микропроцессорных устройствах РЗ и А используются и частоты дискретизации, не кратные 6. Например, согласно стандарту IEC61850 [9] частота дискретизации f_s должна быть кратна 1000 Гц. Поэтому фильтр (8) должен быть адаптирован для использования при N , не кратных 6:

$$e(k) = \frac{1}{4} \left[u_i(k) + u_i \left(k - \frac{N}{4} \right) + u_i \left(k - \frac{N}{2} \right) + u_i \left(k - \frac{3N}{4} \right) \right] \quad (9)$$

Как видно из АЧХ результирующего фильтра (рис. 8), наибольшая погрешность выделения постоянной составляющей из промежуточного сигнала $u_i(k)$ возникает при уменьшении частоты. Поэтому не-

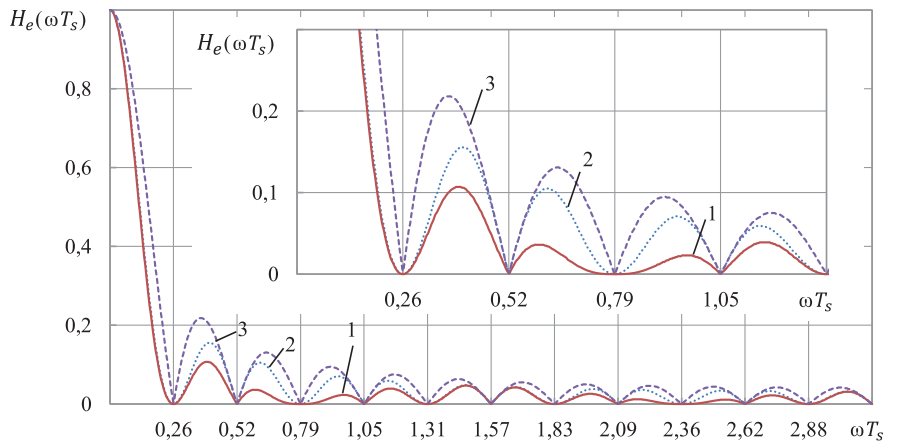


Рис. 8. АЧХ результирующего фильтра: 1 – при использовании фильтра (8); 2 – при фильтре (7); 3 – без фильтра (оператор усреднения)

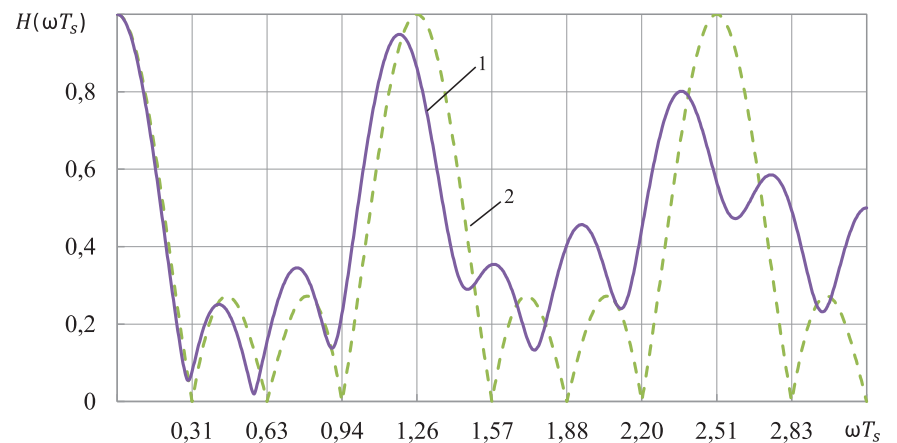


Рис. 9. АЧХ фильтров: 1 – (10), 2 – (9)

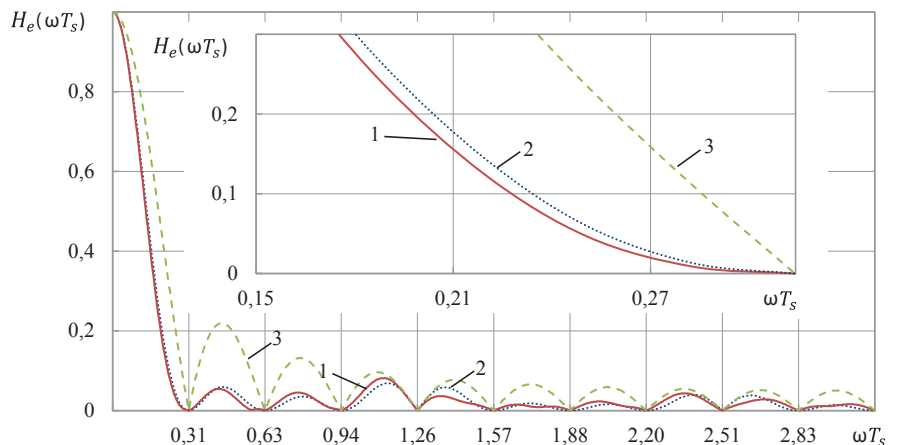


Рис. 10. АЧХ результирующего фильтра: 1 – при использовании фильтра (10); 2 – при фильтре (9); 3 – без фильтра (оператор усреднения)



**Антонов
Владислав Иванович**

Окончил в 1978 г. факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ. В 1985 г. защитил в Ленинградском политехническом институте кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматизации ЧГУ им. И.Н. Ульянова, главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



**Наумов
Владимир Александрович**

Окончил в 2001 г. электроэнергетический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер», в 2002 г. защитил магистерскую диссертацию. В 2005 г. защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Директор по развитию ООО «НПП ЭКРА».

обходимо предпринять специальные меры, чтобы в пределах частот 38 ÷ 50 Гц АЧХ имела учасок с более глубоким подавлением.

С этой целью авторами предложен специальный фильтр

$$e(k) = \frac{1}{4} \left[u_i(k) + u_i \left(k - \frac{N}{4} \right) + u_i \left(k - \frac{N}{2} \right) + u_i \left(k - \frac{4N}{5} \right) \right] \quad (10)$$

со смещением частот наибольшего подавления влево по оси. Хотя фильтр (10) не обеспечивает полного подавления гармоник (рис. 9), но, благодаря подавляющим свойствам оператора усреднения (4), результирующий фильтр (рис. 10) будет свободен от этого недостатка.

Для работы предлагаемого способа не важно, богат ли сигнал высшими гармониками или содержит лишь составляющую основной гармоники. Предпринимаемые алгоритмом действия будут инвариантны на множестве предусмотренных в нем операций.

Повышение точности нового метода по сравнению с классическим методом достигается за счет лучших подавляющих свойств используемых фильтров составляющих суммарных частот промежуточного сигнала (табл. 1).

Табл. 1. Сравнение подавляющих свойств каналов усреднения классического и нового методов при обработке сигнала параметрического резонанса при различных частотах дискретизации $f_s = 1000 / 1200$ Гц

Частота гармоники в переменной составляющей (б), Гц	Коэффициент передачи АЧХ классического способа, $H_x(\omega T_s)$	Коэффициент передачи АЧХ нового способа [5], $H_e(\omega T_s)$	$\frac{H_x(\omega T_s)}{H_e(\omega T_s)}$
38	0,29/0,29	0,072/0,097	4,02/2,99
76	0,21/0,21	0,045/0,107	4,67/1,96
114	0,11/0,11	0,036/0,036	3,06/3,06
152	0,013/0,013	0.004/1,8·10 ⁻⁵	3,25/722

Благодаря использованию дополнительной фильтрации промежуточного сигнала, погрешность нового метода оценки действующего значения при параметрическом резонансе с уменьшением частоты сети на 12(5) Гц не превышает 5(3,7)% в АОПН с частотой дискретизации сигнала 1000 Гц и 10(3,2)% – с частотой дискретизации

1200 Гц. В синусоидальном режиме с уменьшением частоты сети до 38 Гц погрешность оценки действующего значения не превышает 2,3(5,5)%, при частоте дискретизации 1000(1200) Гц. Таким образом, разработанный метод позволяет значительно снизить погрешность оценки действующего значения по сравнению с классическим способом.

Выводы

1. Алгоритмы цифровой системы АОПН должны учитывать особенности представления сигнала в цифровом виде, в особенности, при определении максимального значения входного сигнала. При определении максимального значения кривой входного сигнала предлагается воспользоваться интерполяционными полиномами четного порядка.

2. При отклонении частоты сети от номинальной в оценке действующего значения по классическому методу появляется смещение из-за недостаточного подавления составляющих суммарных частот в выходном сигнале квадратора оператором усреднения. Для повышения точности оценки предлагается подвергнуть упомянутый сигнал дополнительному преобразованию специальными фильтрами, рассчитанными на работу с сигналами режима параметрического резонанса на защищаемой линии.

Литература

- ГОСТ Р 55105-2012. Единая энергетическая система и изолированно работающие энергосистемы. Оперативно-диспетчерское управление. Автоматическое противоаварийное управление режимами энергосистем. Противоаварийная автоматика энергосистем. Нормы и требования. Издание официальное. – М.: Стандартинформ. 2012.
- СТО 56947007-33.040.20.123-2012. Аттестационные требования к устройствам противоаварийной автоматики (ПА). ОАО «Федеральная сетевая компания единой энергетической системы». 2012.
- Антонов В.И., Наумов В.А., Петров В.С. Эффективные алгоритмы обработки входных сигналов цифровой автоматики ограничения повышения напряжения. // Электрические станции. 2013. №11. С.42-45.
- Патент РФ № 2525832. Способ мониторинга ресурса изоляции высоковольтного оборудования переменного тока / Антонов В.И., Наумов В.А., Петров В.С. // Бюл. № 23. 2014.
- Патент РФ № 2521745. Способ мониторинга ресурса изоляции высоковольтного оборудования переменного тока / Антонов В.И., Наумов В.А., Петров В.С. // Бюл. № 19. 2014.
- Левиуш А.И., Катунян В.И. Исследование на математической модели параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ // Электричество. 1990. № 1. Стр. 57-62.
- Гоник Я.Е., Иглицкий Е.С. Автоматика ликвидации асинхронного режима. – М: Энергоатомиздат. 1988.
- Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем. М: НТФ «Энергопрогресс» // «Энергетик». 2000.
- Implementation guideline for digital interface to instrument transformers using IEC 61850-9-2. UCA international users group. 2004.