

Обеспечение когерентности цифровой обработки сигналов токов и напряжений электроэнергетических систем при снижении частоты дискретизации

КУЛИКОВ А.Л., ЛОСКУТОВ А.Б., ИЛЮШИН П.В., СЕВОСТЬЯНОВ А.А.

Одной из важных задач развития электроэнергетики России является поэтапная интеллектуализация электроэнергетической системы в условиях децентрализации генерирующих мощностей и широкого использования объектов на основе возобновляемых источников энергии. В рамках реализации национального проекта «Интеллектуальная энергетическая система России» предусматривается сооружение цифровых подстанций с современными устройствами релейной защиты и автоматики, в которых осуществляется обмен мгновенными значениями токов и напряжений. При реализации такого обмена может возникать необходимость в уменьшении или увеличении частоты дискретизации сигналов для оптимального решения технологических задач. Приведены результаты анализа эффектов цифровой обработки, связанных с нарушением когерентности сигналов токов и напряжений промышленной частоты, возникающих при снижении частоты дискретизации. Показано, что несоблюдение требований когерентности при реализации децимации будет приводить к существенным ошибкам оценок параметров сигналов. Обосновано, что для определения степени искажений синусоидальности сигналов токов и напряжений по причине нарушений когерентности обработки целесообразно применять нормированный коэффициент взаимной корреляции. На основании результатов моделирования доказано, что для сигналов, содержащих высокочастотные гармоники, некогерентная дискретизация усиливает искажающее воздействие, а при анализе искажающих воздействий на сигналы промышленной частоты важно учитывать начальные фазы высокочастотных гармоник.

К л ю ч е в ы е с л о в а: цифровая обработка сигналов, частота дискретизации, когерентность, децимация, искажающее воздействие, интергармоника, фазовое соотношение

На протяжении последнего десятилетия в мировой и отечественной энергетике целенаправленно реализуются организационные и технические мероприятия, направленные на трансформацию электроэнергетических систем (ЭЭС), с учетом общемировых трендов на декарбонизацию, децентрализацию и цифровизацию, приводящие к коренным изменениям в отрасли. В соответствии с этим изменяются и технические требования к применяемому в ЭЭС основному и вспомогательному оборудованию [1, 2].

Одной из важных задач развития электроэнергетики России является поэтапная интеллектуализация ЭЭС. Разработка и внедрение современных технологий должны обеспечить повышение надежности, безопасности и эффективности управления режимами ЭЭС, как указано в проекте Энергетической стратегии России на период до 2035 года. Создание систем и сервисов интеллектуальной энергетики предусмотрено «дорожной картой» Национальной технологической инициативы «Энерджинет» и национальным проектом «Интеллектуальная энергетическая система России». При этом

цифровизация ЭЭС должна проводиться в условиях возникновения целого комплекса проблемных факторов, а именно, усложнения ЭЭС, снижения уровня самоадаптации и самоустойчивости к множеству дестабилизирующих факторов и др. [3–5].

Важно отметить, что при массовом внедрении распределенных источников энергии, включая объекты на основе возобновляемых источниках энергии (ВИЭ), переходные процессы в ЭЭС протекают значительно быстрее, особенно в островном (автономном) режиме, что обусловлено малыми значениями механических постоянных инерции применяемых генерирующих установок. Кроме того, в ЭЭС возможны значительные отклонения показателей качества электрической энергии от нормируемых значений, кратковременные колебания параметров режима в широком динамическом диапазоне, а также ряд других специфических особенностей, обусловленных характеристиками разнородной нагрузки [6, 7].

При этом, в процессе обработки дискретных, а также цифровых сигналов токов и напряжений промышленной частоты в современных устрой-

вах релейной защиты и противоаварийной автоматики (РЗА) иногда возникает необходимость уменьшения или увеличения частоты дискретизации. Например, преобразование частоты дискретизации приходится применять при объединении и сопоставлении осциллограмм, зафиксированных разными регистраторами аварийных событий и имеющих различные частоты дискретизации, а также при обмене данными между двумя процессорами устройств цифровой обработки сигналов, работающими с разными тактовыми частотами. Отметим, что преобразование частоты дискретизации позволяет также упростить программно-аппаратные реализации некоторых типов узкополосных цифровых фильтров [8–11].

В частности, уменьшение частоты дискретизации используется отдельными производителями устройств РЗА, предназначенных для цифровых подстанций с обменом мгновенными значениями (SV-потоками), для снижения объема вычислений. Как правило, при поддержке устройством РЗА протокола обмена информацией между цифровыми подстанциями МЭК 61850 частота снижается в 4 раза: с 80 (предусмотренных стандартом) до 20 отсчетов на период промышленной частоты.

В статье анализируются эффекты цифровой обработки, связанные с нарушением когерентности сигналов токов и напряжений промышленной частоты, возникающих при снижении частоты дискретизации.

Понятие когерентность является основополагающим и используется в различных технических приложениях, связанных с искаженными и флюктуирующими физическими величинами. Большая советская энциклопедия дает следующее определение: «Когерентность (от латинского *cohaerens* – находящийся в связи) – согласованное протекание во времени нескольких колебательных или волновых процессов, проявляющееся при их сложении. Колебания называются когерентными, если разность их фаз остается постоянной во времени и при сложении колебаний определяет амплитуду суммарного колебания. Два гармонических (синусоидальных) колебания одной частоты всегда когерентны».

В статье понятие когерентность распространяется на цифровую обработку сигналов токов и напряжений электроэнергетических систем, связанную с децимацией частоты.

Особенности цифровой обработки сигналов при децимации. Процедуру понижения частоты дискретизации связывают с понятием децимации сигналов. Отметим, что в начальном варианте термин «децимация» означал уменьшение в 10 раз, но сейчас термин «децимация» используется в цифровой обработке сигналов для обозначения понижения частоты дискретизации в любое целое число раз. Системы, реализующие процедуру децимации сигналов, относят к так называемым нисходящим дискретным системам [9, 12], частота дискретизации сигнала на выходе которых $F_{д1}$ ниже частоты дискретизации сигнала на входе $F_{д}$.

Типовая аппаратная реализация простейшей нисходящей дискретной системы (рис. 1) включает блок предварительной фильтрации, осуществляющий предварительную обработку входного сигнала с частотой дискретизации $F_{д}$, и блок прореживания, уменьшающий частоту дискретизации в m раз – компрессор частоты дискретизации (до $F_{д1}$). Как правило, оба указанных блока входят в состав устройства цифровой обработки сигналов.

Особенности реализации блока предварительной фильтрации (рис. 1) обсуждаются далее, отметим лишь, что он необходим для предотвращения или уменьшения наложения спектров, возникающего в процессе децимации сигналов токов и напряжений.

Рассмотрим связь между входной и выходной последовательностями дециматора. При этом процедура предварительной фильтрации описывается выражением

$$w(n) = \sum_{l=0}^n h(l)x(n-l), \quad (1)$$

где $h(l)$ – импульсная характеристика предварительного фильтра.

Компрессор частоты дискретизации осуществляет выборку отсчетов сигнала в моменты времени $t = nmT_{д}$, $n=0,1,2,\dots$, причем из входного сигнала $w(nT_{д})$ предварительного фильтра выбирается только каждый m -й отсчет. Таким образом, сигнал в процессе компрессии частоты прореживается, а дискретизация осуществляется с большим интервалом, равным $T_{д1} = mT_{д}$ (рис. 2).

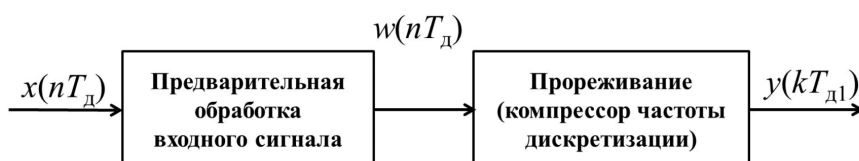


Рис. 1. Типовая структура устройства цифровой обработки сигналов при децимации

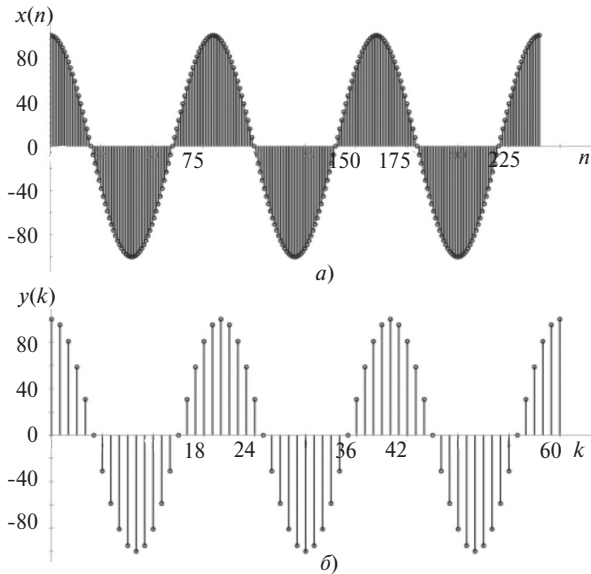


Рис. 2. Осциллограммы синусоидального сигнала до (а) и после (б) реализации процедуры прореживания (на выходе компрессора частоты дискретизации)

Тогда общее уравнение, описывающее функционирование нисходящей дискретной системы, принимает вид:

$$y(k) = w(km) = \sum_{l=0}^{km} h(l)x(n-l), \quad (2)$$

где k – текущий индекс отсчета на выходе системы.

Отметим, что цифровую обработку в обычном линейном фильтре (см. (1)) можно трактовать как суммирование входной последовательности $x(n)$ в скользящем через один отсчет окне $h(n)$, а обработка с понижением частоты дискретизации (2) представляет собой суммирование в «прыгающем» через m отсчетов окне $h(n)$.

Анализ выражения (2) показывает, что процедура децимации реализует цифровую обработку сигналов, не инвариантную к временному сдвигу и имеющую m различных импульсных характеристик (реакций на входную последовательность в виде дискретной δ -функции).

Для выявления особенностей цифровой обработки проведем анализ спектров сигналов при децимации с использованием Z -преобразований последовательностей $w(n)$ и прореженной $y(k)$:

$$W(z) = \sum_{n=0}^{\infty} w(n)z^{-n}; \quad (3)$$

$$Y(z_1) = \sum_{k=0}^{\infty} y(k)z_1^{-k}. \quad (4)$$

Определим спектральные составляющие подстановкой

$$z = \exp\{j2\pi fT_d\} \text{ и}$$

$$z_1 = \exp\{j2\pi fT_{d1}\} = \exp\{j2\pi fmT_d\} \quad (5)$$

Из последнего выражения следует, что

$$z_1 = z^m \text{ и } Y(z^m) = \sum_{k=0}^{\infty} y(k)z_1^{-mk}. \quad (6)$$

Рассмотрим сумму

$$\sum_{p=0}^{m-1} W(z \exp\{j2\pi p/m\}) \quad (7)$$

для установления связи между $W(z)$ и $Y(z_1)$, а также преобразуем равенство (3) в виде

$$\begin{aligned} \sum_{p=0}^{m-1} W(z \exp\{j2\pi p/m\}) &= \sum_{p=0}^{m-1} \sum_{n=0}^{\infty} w(n)z^{-n} (\exp\{-j2\pi pn/m\}) = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} [\sum_{p=1}^{m-1} \exp\{-j2\pi pn/m\}] w(n)z^{-n}. \quad (8) \end{aligned}$$

Сумма в квадратных скобках представляет собой сумму m членов геометрической прогрессии с первым членом, равным $\exp\{-j2\pi n/m\}$. Следовательно,

$$\sum_{p=1}^{m-1} \exp\{-j2\pi pn/m\} = \begin{cases} m & \text{при } n = km, k=0,1,2,\dots; \\ 0 & \text{при других } n. \end{cases} \quad (9)$$

Подстановка (9) в (8) и замена $n = km$ приводят к выражению:

$$\begin{aligned} \sum_{p=0}^{m-1} W(z \exp\{j2\pi p/m\}) &= \\ &= m \sum_{k=0}^{\infty} w(km)z^{-km} = m \sum_{k=0}^{\infty} y(k)z_1^{-k} = mY(z_1). \quad (10) \end{aligned}$$

Следовательно, связь между Z -преобразованиями исходной и разреженной последовательностями соответствует равенству

$$Y(z) = (1/m) \sum_{p=0}^{m-1} W(z \exp\{j2\pi p/m\}), \quad (11)$$

а переходя к спектрам путем подстановки (5) в (11), получим

$$Y(\exp\{j2\pi fT_{d1}\}) = (1/m) \sum_{p=0}^{m-1} W(\exp\{j2\pi T_d(f + p/mT_d)\}). \quad (12)$$

Анализируя последнее выражение как функцию частоты, можно сделать вывод, что спектр выходного сигнала дециматора представляет собой сумму спектров входного сигнала, сдвинутых один относительно другого по оси частот на значение $1/mT_d$:

$$Y(f2\pi f) = (1/m) \sum_{p=0}^{m-1} W(j2\pi(f + p/mT_d)). \quad (13)$$

Таким образом, наложение спектров при уменьшении частоты дискретизации будет отсутствовать, если спектр сигнала на выходе дециматора занимает полосу частот:

$$-\pi/mT_d < 2\pi f < \pi/mT_d, \quad (14)$$

а предназначение предварительного фильтра состоит в подавлении спектральных составляющих сигнала за пределами этой полосы (14) и снижает, таким образом, искажающий эффект наложения спектров при снижении частоты дискретизации.

Спектр выходного сигнала предварительного фильтра представляет собой произведение спектров входного сигнала $x(nT_d)$ и частотной характеристики этого фильтра:

$$W(j2\pi f) = X(j2\pi f)H_{\text{пф}}(j2\pi f). \quad (15)$$

Используя полученные соотношения и подставляя (15) в (13), получаем выражение, связывающее спектры входного и выходного сигналов дециматора:

$$Y(j2\pi f) = (1/m) \sum_{p=0}^{m-1} X(j2\pi(f + p/mT_d)) \times H_{\text{пф}}(j2\pi(f + p/mT_d)). \quad (16)$$

Первое слагаемое в правой части этого выражения (соответствующее $p=0$) эквивалентно спектру полезного прореженного сигнала. Остальные слагаемые нарушают когерентность цифровой обра-

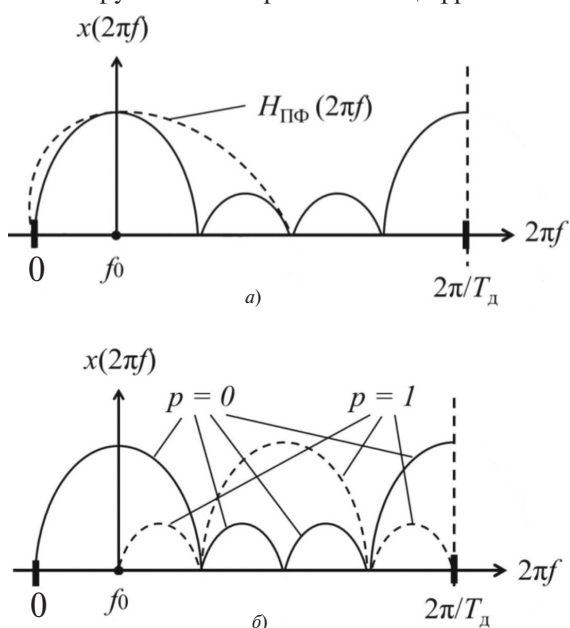


Рис. 3. Иллюстрация спектральных характеристик сигналов дециматора при упрощенном варианте $m=2$: а – на входе; б – на выходе

ботки сигналов, и их можно рассматривать как спектры помех, искажающих полезный сигнал в основной полосе (рис. 3).

Анализ рис. 3 показывает, что обязательным условием когерентности и адекватности цифровой обработки становится обеспечение предварительным фильтром требуемого подавления искажающих составляющих спектра за пределами основной полосы сигнала.

Модельные эксперименты с осциллограммами токов и напряжений. Программу экспериментальных исследований сформируем, исходя из принципов реализации измерительных органов устройств РЗА. Зададим осциллограммы токов и напряжений аналитически в сочетании с воздействием следующих искажающих факторов:

аддитивные компоненты токов и напряжений в виде кратных (интергармоник) различных интенсивностей и спектральных диапазонов;

составляющая в виде шума в анализируемом спектре частот;

отклонения значений промышленной частоты от номинальных значений в диапазоне 45–55 Гц.

Качество цифровой обработки сигналов оценим с помощью дискретного коэффициента корреляции, характеризующего искажения синусоидальности анализируемого сигнала, а также нарушение требований когерентности [13–15].

Отметим, что при вероятностном подходе степень когерентности двух центрированных случайных величин X и Y (с нулевым средним значением) определяется как значения их коэффициента корреляции ρ :

$$\rho = m\{XY^*\} / [m\{|X|^2\}m\{|Y|^2\}]^{1/2} = R_{XY} / [R_{XX}R_{YY}]^{1/2}, \quad (17)$$

где $m\{\cdot\}$ означает математическое ожидание.

Например,

$$R_{XY} = m\{XY^*\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} xy^* p_{xy}(x,y) dx dy, \quad (18)$$

где p_{xy} – совместная плотность вероятности для случайных величин X и Y .

Известно, что для коэффициента корреляции имеет место неравенство $0 \leq \rho \leq 1$. Переменные X и Y перед применением выражения (18) должны быть отцентрированы путем вычитания из каждого значения соответствующих их ненулевых математических ожиданий $m\{X\}$ и $m\{Y\}$. В выражении (17) R_{XY} представляет собой ковариацию переменных X и Y .

В практических расчетах для совокупности значений $X(s)$ и $Y(s)$, где s – переменная, характеризующая индекс случайного значения в совокупности, пользуются соотношениями:

$$|\rho| = |R_{XY}| / [R_{XX} R_{YY}]^{1/2}, \quad (19)$$

где

$$R_{XY} = (1/N) \sum_{s=1}^N X(s) Y^*(s). \quad (20)$$

Можно показать, что если $X(s)$ и $Y(s)$ выбраны из совокупности, задаваемой p_{xy} , то оценочное значение R_{XY} (20) стремится к R_{XY} (18) в вероятностном смысле при $N \rightarrow \infty$.

Степень когерентности является мерой того, насколько тесно связаны X и Y линейным преобразованием. Это следует из анализа минимальной относительной среднеквадратической ошибки между X и линейным преобразованием aY от Y [13, 14]:

$$\min_a m\{|X - aY|^2\} / m\{|X|^2\} = 1 - |\rho|^2, \quad (21)$$

где минимизируемая величина a определяется соотношением

$$a = m\{XY^*\} / m\{|Y|^2\}. \quad (22)$$

Таким образом, если X и Y непосредственно связаны линейным преобразованием, тогда степень их когерентности близка к своему максимальному значению, равному единице. Принимают, что пара случайных величин X и Y абсолютно когерентны, когда $|\rho|=1$, и абсолютно некогерентны, когда $|\rho|=0$.

Для определения степени когерентности цифровой обработки сигналов при их децимации воспользуемся выражением (19) для коэффициента взаимной корреляции. При этом нарушения коэффициента взаимной корреляции будут характеризовать искажения сигнала и соответствующие им ошибки измерительных органов устройств РЗА. Сопоставление искаженных сигналов реализуем по отношению к базовым (идеальным), в качестве которых предполагаются сигналы на входе и выходе дециматора при проектировании соответствующего измерительного органа устройства РЗА и ориентированные на номинальное значение промышленной частоты $f=50$ Гц.

Искажение сигнала напряжения высшими гармониками. Базовыми при расчетах коэффициентов корреляции выберем синусоидальные сигналы, соответствующие исходной $x(n) = U \cos(2\pi f_0 n T_d + \varphi)$ и прореженной $y(n) = U \cos(8\pi f_0 n T_d + \varphi)$ временным последовательностям дискретных отсчетов сигнала. В выражениях для базовых сигналов приняты параметры: $U=100$ В; $f=50$ Гц; $T_d=1/(f_0 N)$ с; $N=80$; $\varphi=0$. Осциллограммы сигналов $x(n)$ и $y(k)$ приведены на рис. 2.

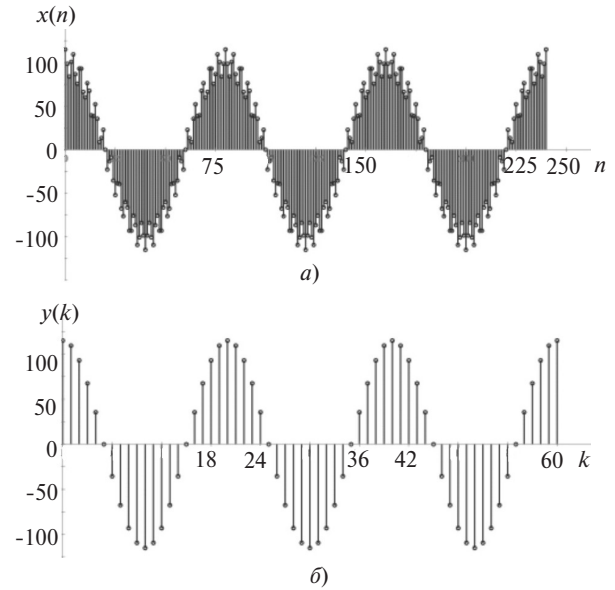


Рис. 4. Осциллограммы синусоидального сигнала, искаженного 21-й гармоникой: а – до реализации процедуры прореживания; б – после

Добавим в исходный и прореженный сигнал 21-ю гармонику на частоте $f=42\pi f_0$ с амплитудой 15 В и оценим ее искажающее воздействие для двух анализируемых сигналов (рис. 4). Примем начальную фазу искажающей гармоники равной нулю.

Выполним имитацию процесса фильтрации измерительным органом (например, устройства РЗА), вычислив дискретное преобразование Фурье (ДПФ) для гармоники промышленной частоты, и определим амплитуды исходного $x(n)$ и прореженного $y(k)$ сигналов (рис. 4):

$$S_x = (2/N) \sum_{n=0}^{N-1} [100 \cos(2\pi f_0 n T_d) + 15 \cos(42\pi f_0 n T_d)] \exp\{-j2\pi n / N\}; \quad (23)$$

$$S_y = (8/N) \sum_{k=0}^{(N/4)-1} [100 \cos(2\pi f_0 n T_d) + 15 \cos(42\pi f_0 k 4 T_d)] \exp\{-j8\pi k / N\}. \quad (24)$$

Результаты моделирования (расчетов) по выражениям (23) и (24) показывают, что амплитуды измеренной основной гармоники сигналов $x(n)$ и $y(k)$ (рис. 4) различны и соответствуют $|S_x|=100$ В, а $|S_y|=115$ В. Таким образом, ДПФ прореженного сигнала не отфильтровало 21-ю гармонику (оказалось бесполезным!) и привело к искажению результатов измерений. Эффект влияния зависит в общем случае от соотношения фаз основной и искажающей гармоник и может приводить как к увеличению, так и снижению оценки амплитуды сигнала промышленной частоты.

Важно отметить, что при использовании такой обработки на цифровых подстанциях, предполагающих применение стандарта МЭК 61850 SV, применяются, как правило, измерительные преобразователи аналоговых сигналов (МУ – Merging Unit), используемые одновременно в качестве источника мгновенных значений токов и напряжений для устройств, подключенных к шине процесса и решающих задачи РЗА, телемеханики, АСУ ТП, контроля качества электрической энергии, регистрации осциллограмм аварийных событий и др. Аналого-цифровое преобразование в таких измерительных преобразователях (МУ) ориентировано на адекватную цифровую обработку и воспроизведение вплоть до 50-й гармоники. Таким образом, не только 21-я, но и другие гармоники (например, 41-я гармоника с аналогичными параметрами, рис. 5) будут пропускаться входными цепями МУ и восприниматься измерительным органом цифрового устройства для прореженного сигнала $y(k)$ как гармоника основной частоты. Отметим, что дискретные сигналы $y(k)$, представленные на рис. 4 и 5, идентичны при разных искажающих воздействиях, а сами осциллограммы не отражают эффект такого воздействия.

Для обеспечения когерентности цифровой обработки сигнала $y(k)$ с учетом прореживания отсчетов, как указывалось ранее, необходима предварительная цифровая фильтрация согласно (1). Однако она должна осуществляться для сигнала $x(n)$, соответствующего высокой частоте дискретизации. Сопоставительный анализ выражений (1) и ДПФ (23) показывают, что по вычислительной сложности (числу операций обработки) они эквивалент-

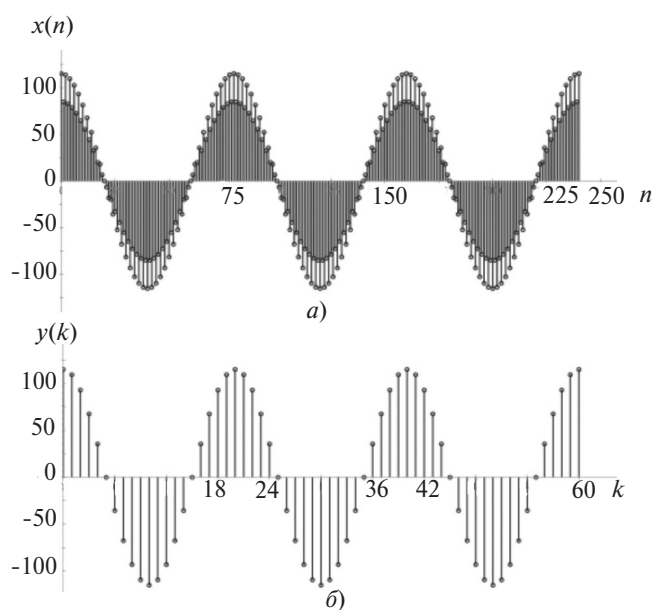


Рис. 5. Осциллограммы синусоидального сигнала, искаженного 42-й гармоникой: а – до реализации процедуры прореживания; б – после

ны, т.е. оценку параметров токов и напряжений целесообразно проводить для сигнала $x(n)$ с высокой частотой дискретизации.

Таким образом, сама процедура децимации и последующая ДПФ-фильтрация прореженного сигнала для цифровых подстанций, поддерживающих протокол МЭК 61850 SV, приводит лишь к некогерентности цифровой обработки сигналов и излишней вычислительной нагрузке.

Заметим, что влияние эффекта децимации рассмотрено ранее только для гармоники основной частоты, при реализации классического ДПФ эффект негативного влияния искажающих сигналов масштабируется на 2-ю, 3-ю и т.д. гармоники.

Исследование влияния интергармоник на процедуру децимации проводилось введением искажающего сигнала напряжения с амплитудой, составляющей 15% амплитуды основной гармоники, и имеющего частоту $f = 39\pi f_0$. Пример исходного и прореженного сигналов приведен на рис. 6.

Анализ ДПФ-фильтрации сигналов напряжения (рис. 6) показал, что интергармоника оказывает одинаковое искажающее воздействие на оба сигнала $x(n)$ и $y(k)$, нарушая их когерентность.

Однако требуется отметить, что сопоставление осциллограмм сигналов $x(n)$ и $y(k)$ (рис. 6) иллюстрирует важный эффект, характерный для эксплуатирующих электросетевых организаций и проявляющийся при выявлении причин возникновения аварийных ситуаций. Если искажение синусоидальности сигнала $x(n)$ высшей (интер-) гармоникой на осциллограмме (рис. 6) отчетливо прослеживается, то искаженность сигнала $y(k)$ визуально

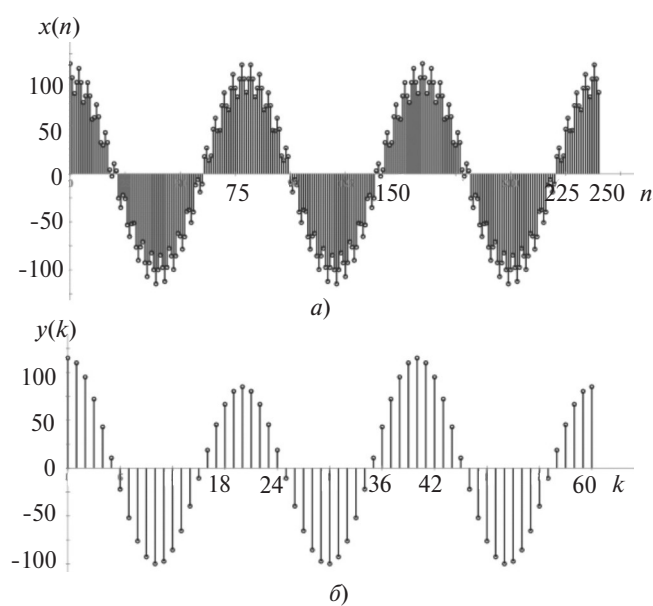


Рис. 6. Осциллограммы синусоидального сигнала, искаженного интергармоникой на частоте $f = 39\pi f_0$, до (а) и после (б) реализации процедуры прореживания

практически не выявляется. Указанное обстоятельство может привести к неверной интерпретации причин срабатывания устройств РЗА оперативным (релейным) персоналом и неправильным последующим управленческим решениям.

Слабая информативность и аналитичность осциллограмм являются дополнительным недостатком эффекта децимации.

Численный анализ нарушений когерентности сигналов напряжения реализуем посредством сопоставления искаженных сигналов по отношению к гармоническим колебаниям напряжения на промышленной частоте $f_0 = 50$ Гц.

Последовательность проведения расчетов проиллюстрируем на примере обработки искаженного сигнала $x(n)$ на входе устройства децимации. При этом выражения для вычисления коэффициента взаимной корреляции приобретают вид:

$$|\rho_x| = |R_{xx_6}| / [R_{xx} R_{x_6 x_6}]^{1/2}, \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} R_{xx_6} &= (1/N) \sum_{s=1}^N x(n) x_6(n) = \\ &= (1/N) \sum_{s=1}^N x(n) U \cos(2\pi f_0 n T_d + \varphi); \end{aligned} \quad (26)$$

$x_6(n)$ – выборочные дискретные отсчеты синусоидального колебания ($f_0 = 50$ Гц), $\varphi = 0$.

Сопоставительный анализ выражений (23) и (26) показывает, что отличия между оценкой комплексной амплитуды S_x и ненормированным коэффициентом взаимной корреляции R_{xx_6} состоит лишь в использовании в (23) комплексной арифметики. Таким образом, сходство анализируемых выражений еще раз подтверждает возможность применения коэффициента взаимной корреляции для характеристики когерентности цифровой обработки сигналов и в качестве инструмента анализа значений ошибок измерительных органов сигналов промышленной частоты. Отметим, что коэффициенты автокорреляции R_{xx} и $R_{x_6 x_6}$ соответствуют энергии сигналов напряжения $x(n)$ и $x_6(n)$, включающих N дискретных отсчетов.

Аналогичные рассуждения и расчетные соотношения можно сформировать для сигналов $y(n)$ и $y_6(n)$.

В табл. 1 представлены результаты расчетов нормированного коэффициента взаимной корреляции для рассмотренных выше вариантов децимации.

Таблица 1

Вариант искажения сигнала напряжения высшими гармониками		Нормированный коэффициент взаимной корреляции	
		$ \rho_x $	$ \rho_y $
1-й	Искажение 21-й гармоникой (рис. 4)	0,989	1,0
2-й	Искажение 21-й гармоникой, имеющей начальную фазу $\varphi = \pi/4$	0,989	0,995
3-й	То же 42-й гармоникой (рис. 5)	0,989	1,0
4-й	То же интергармоникой (рис. 6)	0,989	0,989

Анализ вариантов искажения сигнала напряжения высшими гармониками при децимации показал следующее.

Поскольку рассчитываемый нормированный коэффициент взаимной корреляции характеризует статистические (вероятностные) свойства случайных процессов, а анализу подлежат детерминированные сигналы, то расхождение в полученных численных значениях невелико, т.е. отношение энергий сигналов основной частоты и искажающей гармоники (отношение сигнал/шум) является высоким.

Коэффициент взаимной корреляции может быть выбран в качестве численной характеристики, позволяющей оценить искажения сигналов промышленной частоты и характеризовать нарушения требований когерентности цифровой обработки сигналов.

Результаты расчетов по 1-му и 3-му вариантам (табл. 1) подтверждают, что при цифровой обработке прореженного сигнала нарушаются требования когерентности. Нормированный коэффициент взаимной корреляции между искаженным и неискаженным сигналами напряжения промышленной частоты, подверженных децимации, равен 1 (т.е. сигналы подобны), а ДПФ-фильтрация не устраняет искажающий эффект 21-й (42-й) гармоники.

Сопоставление 1-го и 2-го вариантов (табл. 1) подтверждает, что характер нарушений когерентности (искажений) зависит не только от энергетических характеристик искажения – амплитуды 21-й гармоники, но и от фазовых соотношений (начальной фазы).

Искажения сигнала напряжения интергармонической составляющей для сигналов на входе и выходе дециметра являются эквивалентными.

На рис. 3–6 следует, что нарушение когерентности цифровой обработки сигналов возникает, если в спектре прореживаемого сигнала содержатся частоты, превышающие половину новой (уменьшенной) частоты дискретизации (т.е. новой частоты

ты Котельникова–Шеннона–Найквиста). Их появление приведет к наличию в спектре выходного (прореженного) сигнала дециматора ложных частотных составляющих.

Как указывалось ранее, для устранения искажающего эффекта (как и при дискретизации аналогового сигнала) необходимо выполнить предварительную низкочастотную фильтрацию с частотой среза, равной частоте Котельникова.

В общем случае фильтрацию нижних частот целесообразно реализовать применением нерекурсивного фильтра. Во-первых, при такой фильтрации можно вычислять лишь требуемые k -е прореженные отсчеты выходного сигнала $y(k)$, а остальные игнорировать. При использовании рекурсивного фильтра такой экономии вычислений добиться не удастся. Во-вторых, чтобы сохранить фазовые соотношения гармонических составляющих исходного входного сигнала, необходимо использовать нерекурсивный фильтр с линейной фазо-частотной характеристикой.

Искажение сигнала напряжения шумовыми составляющими. Введем в рассмотрение сигналы напряжения $x(n)$ и $y(n)$, представляющие собой смесь сигналов $x(n)$, $y(n)$ и шума в анализируемой полосе частот:

$$xx(n) = x(n) + g(n); \quad yy(k) = y(k) + g(k),$$

где $g(n)$, $g(k)$ – случайные мгновенные значения шумовой составляющей.

На рис. 7 приведены примеры исходного и прореженного сигнала, искаженного шумом.

Результаты моделирования и расчетов в соответствии с выражениями (23) и (24) показали, что ДПФ-фильтрация исходного и прореженного сиг-

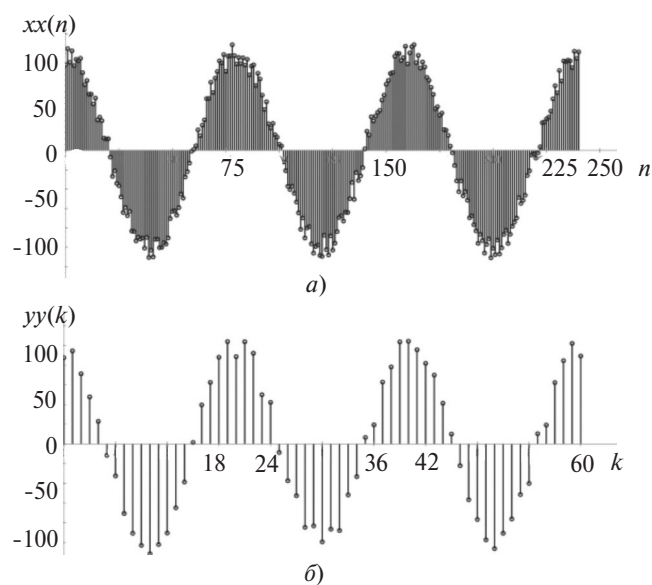


Рис. 7. Осциллограммы синусоидального сигнала, искаженного шумом, до (а) и после (б) реализации процедуры прореживания

налов достаточно эффективно обеспечивает исключение шумовых составляющих из гармоник промышленной частоты. Отклонения оценок амплитуд сигналов $x(n)$ и $y(n)$ зависят от интенсивности шума и, составляя единицы процентов, находятся в пределах погрешности измерений.

Следует отметить, что поскольку шумовые составляющие носят случайный характер, имея как положительное, так и отрицательное значение, то при суммировании могут взаимно компенсировать друг друга, поэтому даже в условиях наложения спектров обеспечивается квазикогерентность цифровой обработки сигналов при воздействии широкополосного шума. Расчет нормированного коэффициента взаимной корреляции для сигналов, искаженных шумом, показал, что $|\rho_{xx}| \approx |\rho_{yy}|$ и близки к единице, причем отклонения составили тысячные доли.

Обеспечение когерентности цифровой обработки, а также точности ДПФ-фильтрации несколько хуже реализуется для сигнала $yy(k)$ (рис. 7). Это связано с меньшим числом отсчетов, используемых при ДПФ-фильтрации, и, соответственно, меньшим количеством усредняемых случайных отсчетов шума.

Искажение сигнала напряжения при изменениях частоты основной гармоники. Исследуем соблюдение требований когерентности цифровой обработки для сигналов напряжения $x(n)$ и $y(n)$ (рис. 2) и их искаженных версий (рис. 4–6) при изменениях частоты основной гармоники. В ряде работ соответствующие искажения связывают с нарушением когерентности дискретизации сигналов [10, 15], вызванных эффектом просачивания [8, 9].

Эффект «просачивания» ДПФ является источником значительных погрешностей частотного анализа энергосистем [15]. Просачивание связано с тем, что спектр ДПФ является сверткой преобразования Фурье с прямоугольной оконной функцией. Когда частота сигнальной составляющей не совпадает с частотами ДПФ (кратными первой гармонике), то энергия этой составляющей распределяется между многими спектральными составляющими [8].

В случае анализа сигналов токов и напряжений промышленной частоты, как правило, используется ДПФ только первой гармонике [10, 11], а эффект просачивания вызван, главным образом, эффектом некогерентной выборки (дискретизации) сигнала. Некогерентная дискретизация сигнала тока или напряжения означает, что частота выборки, принятая в цифровом устройстве (например, РЗА) и являющаяся обычно фиксированной величиной, не синхронизирована с изменяющейся час-

тотой электрической сети. Фиксированные частоты дискретизации характерны для большинства систем (устройств) сбора и обработки данных: измерения, учета, АСУ ТП, РЗА электрической сети, преобразования и управления параметрами перетоков мощности и др.

Отсутствие синхронизации между частотой дискретизации устройства и сигналом промышленной частоты электрической сети также приводит к фазовой ошибке. Она наблюдается как увеличивающееся изменение фазового угла в окне анализа длиной, равной номинальному периоду сигнала промышленной частоты. Этот эффект наряду с просачиванием ДПФ является источником значительных погрешностей при оценке, например, сопротивления энергосистемы на частоте $f_0 = 50$ Гц [10, 15]. Некогерентная частота дискретизации также вызывает ошибки других измерений, таких как спектральное оценивание, выявление высших гармоник, измерение коэффициента гармоник ТНД, а также цифровые измерения активной мощности и др. [16–22].

Исследования нарушений когерентности цифровой обработки проведем путем введения в модель дискретного сигнала частоты флюктуации f_1 . В процессе экспериментов зададим значения f_1 крайними числами диапазона 50 ± 5 Гц. Таким образом, дискретные сигналы, например искаженные 21-й гармоникой (рис. 4), будут иметь следующую аналитическую запись:

$$x(n) = 100 \cos[2\pi(f_0 + f_1)nT_d] + 15 \cos[42\pi(f_0 + f_1)nT_d + \varphi]; \quad (27)$$

$$y(k) = 100 \cos[2\pi(f_0 + f_1)k4T_d] + 15 \cos[42\pi(f_0 + f_1)k4T_d + \varphi]. \quad (28)$$

На рис. 8 приведены примеры исходного и прореженного сигналов, соответствующих рис. 4 и имеющих частоту $f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$ рад.

В таб. 2 представлены результаты расчетов нормированного коэффициента взаимной корреляции для сигналов (рис. 4–6) в условиях отклонения частоты основной гармоники до значений $f = 50 \pm 5$ Гц.

Таблица 2

Вариант искажения сигнала напряжения высшими гармониками	Нормированный коэффициент взаимной корреляции	
	$ \rho_x $	$ \rho_y $
21-я гармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,939	0,943
$f = 45$ Гц; $\varphi = 0$	0,915	0,958
$f = 55$ Гц; $\varphi = \pi/4$	0,939	0,943

$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,915	0,929
42-я гармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,938	0,941
$f = 45$ Гц, $\varphi = 0$	0,915	0,921
$f = 55$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,939	0,941
$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,914	0,916
Интергармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,939	0,919
$f = 45$ Гц, $\varphi = 0$	0,916	0,926
$f = 55$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,939	0,917
$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,915	0,927

Подробное рассмотрение результатов, приведенных в табл. 2, позволяет сформулировать следующее.

Цифровая обработка сигналов с отклонениями частоты от номинального значения вызывает эффект «просачивания» (некогерентность дискретизации сигналов), уменьшая коэффициент взаимной корреляции напряжений на входе и выходе дециматора. Для сигналов, содержащих высокочастотные гармоники, некогерентная дискретизация усиливает искажающее воздействие.

Отклонения частоты основной гармоники до значений $f = 55$ Гц и 45 Гц оказывают различное влияние на процесс искажения сигналов при децимации. Отмечается для сигналов, содержащих 21-ю и 42-ю гармоники, существенно меньшее искажение (более высокий нормированный коэффициент взаимной корреляции) на более высокой промышленной частоте ($f = 55$ Гц) и с меньшей частотой дискретизации. При искажениях сигналов напря-

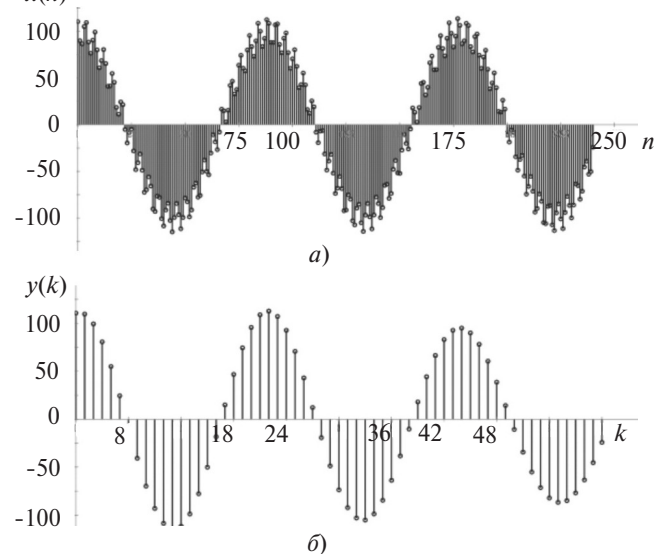


Рис. 8. Осциллограммы синусоидального сигнала при отклонениях промышленной частоты от номинального значения и искаженного 21-й гармоникой: а – до процедуры прореживания; б – после

тотой электрической сети. Фиксированные частоты дискретизации характерны для большинства систем (устройств) сбора и обработки данных: измерения, учета, АСУ ТП, РЗА электрической сети, преобразования и управления параметрами перетоков мощности и др.

Отсутствие синхронизации между частотой дискретизации устройства и сигналом промышленной частоты электрической сети также приводит к фазовой ошибке. Она наблюдается как увеличивающееся изменение фазового угла в окне анализа длиной, равной номинальному периоду сигнала промышленной частоты. Этот эффект наряду с просачиванием ДПФ является источником значительных погрешностей при оценке, например, сопротивления энергосистемы на частоте $f_0 = 50$ Гц [10, 15]. Некогерентная частота дискретизации также вызывает ошибки других измерений, таких как спектральное оценивание, выявление высших гармоник, измерение коэффициента гармоник ТНД, а также цифровые измерения активной мощности и др. [16–22].

Исследования нарушений когерентности цифровой обработки проведем путем введения в модель дискретного сигнала частоты флюктуации f_1 . В процессе экспериментов зададим значения f_1 крайними числами диапазона 50 ± 5 Гц. Таким образом, дискретные сигналы, например искаженные 21-й гармоникой (рис. 4), будут иметь следующую аналитическую запись:

$$x(n) = 100 \cos[2\pi(f_0 + f_1)nT_d] + 15 \cos[42\pi(f_0 + f_1)nT_d + \varphi]; \quad (27)$$

$$y(k) = 100 \cos[2\pi(f_0 + f_1)k4T_d] + 15 \cos[42\pi(f_0 + f_1)k4T_d + \varphi]. \quad (28)$$

На рис. 8 приведены примеры исходного и прореженного сигналов, соответствующих рис. 4 и имеющих частоту $f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$ рад.

В таб. 2 представлены результаты расчетов нормированного коэффициента взаимной корреляции для сигналов (рис. 4–6) в условиях отклонения частоты основной гармоники до значений $f = 50 \pm 5$ Гц.

Таблица 2

Вариант искажения сигнала напряжения высшими гармониками	Нормированный коэффициент взаимной корреляции	
	$ \rho_x $	$ \rho_y $
21-я гармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,939	0,943
$f = 45$ Гц; $\varphi = 0$	0,915	0,958
$f = 55$ Гц; $\varphi = \pi/4$	0,939	0,943

$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,915	0,929
42-я гармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,938	0,941
$f = 45$ Гц, $\varphi = 0$	0,915	0,921
$f = 55$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,939	0,941
$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,914	0,916
Интергармоника		
$f = 55$ Гц; $\varphi = 0$	0,939	0,919
$f = 45$ Гц, $\varphi = 0$	0,916	0,926
$f = 55$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,939	0,917
$f = 45$ Гц, $\varphi = \pi/4$	0,915	0,927

Подробное рассмотрение результатов, приведенных в табл. 2, позволяет сформулировать следующее.

Цифровая обработка сигналов с отклонениями частоты от номинального значения вызывает эффект «просачивания» (некогерентность дискретизации сигналов), уменьшая коэффициент взаимной корреляции напряжений на входе и выходе дециматора. Для сигналов, содержащих высокочастотные гармоники, некогерентная дискретизация усиливает искажающее воздействие.

Отклонения частоты основной гармоники до значений $f = 55$ Гц и 45 Гц оказывают различное влияние на процесс искажения сигналов при децимации. Отмечается для сигналов, содержащих 21-ю и 42-ю гармоники, существенно меньшее искажение (более высокий нормированный коэффициент взаимной корреляции) на более высокой промышленной частоте ($f = 55$ Гц) и с меньшей частотой дискретизации. При искажениях сигналов напря-

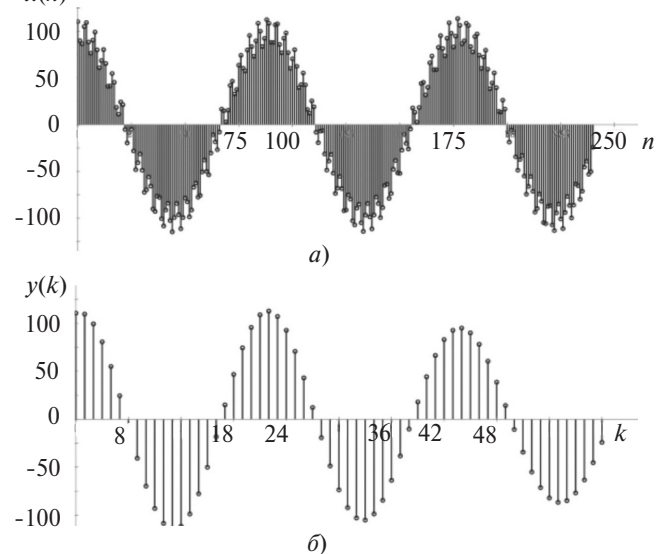


Рис. 8. Осциллограммы синусоидального сигнала при отклонениях промышленной частоты от номинального значения и искаженного 21-й гармоникой: а – до процедуры прореживания; б – после

жения интергармоникой такая зависимость нарушается.

При анализе искажающих воздействий важно учитывать начальные фазы гармоник. С точки зрения анализа показателей качества электрической энергии необходимо оценивать не только энергетические характеристики гармоник (например, коэффициент гармоник THD), но и их фазовые соотношения.

Для сигналов напряжения на номинальной промышленной частоте (табл. 1) интергармоническая составляющая оказывала одинаковое модулирующее воздействие на сигналы на входе и выходе дециматора. Однако в условиях отклонений промышленной частоты такая зависимость для сигналов напряжения не соблюдается.

Важно отметить, что аналитические выражения и результаты моделирования, приведенные в статье, могут быть использованы не только при исследовании особенностей цифровой обработки сигналов промышленной частоты, но и распространены на другие технические задачи, в частности, на полосовую и узкополосную фильтрацию, спектральный анализ, оценку параметров сигналов в условиях помех и др.

Выводы. 1. Цифровая обработка сигналов токов и напряжений промышленной частоты при реализации децимации должна производиться с учетом обязательного соблюдения требований когерентности. Несоблюдение указанных требований ведет к существенным ошибкам оценок параметров электрических сигналов.

2. Для определения степени искажений синусоидальности сигналов токов и напряжений электроэнергетических систем по причине нарушений когерентности обработки целесообразно применять нормированный коэффициент взаимной корреляции.

3. Результаты моделирования показали, что цифровая обработка сигналов с отклонениями частоты от номинального значения сопровождается эффектом «просачивания» (некогерентность дискретизации сигналов), уменьшая коэффициент взаимной корреляции напряжений на входе и выходе дециматора. Для сигналов, содержащих высокочастотные гармоники, некогерентная дискретизация усиливает искажающее воздействие.

4. При анализе искажающих воздействий на электрические сигналы промышленной частоты важно учитывать начальные фазы высокочастотных гармоник. Таким образом, с точки зрения анализа показателей качества электрической энергии необходимо оценивать не только энергетические характеристики высокочастотных составляющих (напри-

мер, коэффициент гармоник THD), но и их фазовые соотношения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Есяков С.Я., Лунин К.А., Стенников В.А., Воропай Н.И., Редько И.Я., Баринов В.А.** Трансформация электроэнергетических систем. — Электроэнергия. Передача и распределение, 2019, № 4(55), с. 134–141.
2. **Илюшин П.В., Куликов А.Л.** Трансформация технических требований к устройствам РЗА в условиях массового внедрения распределенных источников энергии. — Электроэнергия. Передача и распределение, 2020, № 2 (59), с. 70–79.
3. **Воропай Н.И., Губко М.В., Ковалев С.П., Массель Л.В., Новиков Д.А., Райков А.Н., Сендеров С.М., Стенников В.А.** Проблемы развития цифровой энергетики в России. Проблемы управления, 2019, № 1, с. 2–14.
4. **Воропай Н.И., Колосок И.Н., Коркина Е.С.** Проблемы повышения киберустойчивости цифровой подстанции. — Релейная защита и автоматизация, 2019, № 1 (34), с. 78–83.
5. **Воропай Н.И., Стенников В.А.** Направления и проблемы технологического развития электроэнергетических систем. — Автоматизация и ИТ в энергетике, 2019, № 11 (124), с. 5–8.
6. **Куликов А.Л., Илюшин П.В.** Статистические методы оценки параметров аварийного режима энергорайонов с объектами распределенной генерации. — Электричество, 2019, № 5, с. 4–11.
7. **Куликов А.Л., Илюшин П.В., Пелевин П.С.** Применение дискриминаторных методов для оценки параметров режима энергорайонов с объектами распределенной генерации. — Электричество, 2019, № 7, с. 22–35.
8. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов/Пер.с англ. под ред. Ю.Н. Александрова. М.: Мир, 1978, 848 с.
9. **Сергиенко А.Б.** Цифровая обработка сигналов: Учебное пос., 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011, 768 с.
10. **Рибейро П.Ф., Дуке К.А., да Сильвейра П.М., Серкейра А.С.** Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем. М.: Техносфера, 2020, 417 с.
11. **Куликов А.Л., Мисриханов М.Ш.** Введение в методы цифровой релейной защиты высоковольтных ЛЭП: Учебное пос. М.: Энергоатомиздат, 2007, 197 с.
12. **Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.** Цифровая обработка сигналов: Справочник. М.: Радио и связь, 1985, 312 с.
13. **Кук Ч., Бернфельд М.** Радиолокационные сигналы/Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М.: Советское радио, 1971, 568 с.
14. **Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маларенко А.С. и др.** Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: Справочник/Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007, 512 с.
15. **Borkowski D.** Estimation of power system spectral parameters with coherent resampling. Doctor's Thesis, AGH — Univ. Sci. Technol., Cracow, Poland, 2007, (ISBN 83-918624-7-X).
16. **Xi J, Chicharo J.F.** A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 45, No. 4, pp. 109–115, Aug. 1996.
17. **Илюшин П.В., Куликов А.Л.** Автоматика управления нормальными и аварийными режимами энергорайонов с распределенной генерацией. Н. Новгород: НИУ РАНХиГС, 2019, 364 с.
18. **Фальшина В.А., Куликов А.Л.** Алгоритмы упрощенной цифровой фильтрации электрических сигналов промышленной частоты. — Промышленная энергетика, 2012, № 5, с. 39–46.
19. **Arrilaga J., Neville W.R.** Power System Harmonics. Chichester. — UK: Wiley, 2003.

20. Kulikov A.L., Anan'ev V.V., Vukolov V.Y., Platonov P.S., Lachugin V.F. Modelling of wave processes on power transmission lines to improve the accuracy of fault location. *Power Technology and Engineering*, 2016, vol. 49, № 5. с. 378–385.

21. Илюшин П.В. Комплексное моделирование электрических режимов в сетях внешнего и внутреннего электроснабжения предприятий с собственной генерацией. – Вестник Иркутского государственного технического университета, 2018, т. 22, № 4 (135), с. 122–135.

22. Илюшин П.В., Куликов А.Л. Особенности реализации автоматики управления режимами энергорайонов с объектами распределительной генерации. – Релейная защита и автоматизация, 2019, № 3 (36), с. 14–23.

[05.07.2020]

А в т о р ы: Куликов Александр Леонидович – доктор техн. наук, доцент, профессор Нижегородского

государственного технического университета (НГТУ) им. Р.Е. Алексева, диссертацию защитил в 2007 г.

Лоскутов Алексей Борисович – доктор техн. наук, профессор НГТУ им. Р.Е. Алексева, диссертацию защитил в 1994 г.

Илюшин Павел Владимирович – кандидат техн. наук, проректор по научной работе Петербургского энергетического института повышения квалификации, диссертацию защитил в 2011 г.

Севостьянов Александр Александрович – кандидат техн. наук, доцент НГТУ им. Р.Е. Алексева, диссертацию защитил в 2003 г.

Electrichestvo, 2020, No. 8, pp. 5–16

DOI:10.24160/0013-5380-2020-8-5-16

Securing Coherency in Digital Processing of Electric Power System Current and Voltage Signals with Decreasing the Sampling Frequency

KULIKOV Alexander L. (*Nizhniy Novgorod State Technical University named R.Ye. Alekseyev – NSTU, Nizhniy Novgorod, Russia*) – Professor, Dr. Sci. (Eng.)

LOSKUTOV Aleksey B. (*NSTU, Nizhniy Novgorod, Russia*) – Professor, Dr. Sci. (Eng.)

ILYUSHIN Pavel V. (*St. Petersburg Power Engineering Institute of Professional Development, St. Petersburg, Russia*) – Vice-Rector for Scientific Work, Cand. Sci. (Eng.)

SEVOST'YANOV Aleksander A. (*NSTU, Nizhniy Novgorod, Russia*) – Associate Professor, Cand. Sci. (Eng.)

The development of Russia's electric power industry includes, as one of important objectives, step-by-step intellectualization of the electric power system under the conditions of decentralized generating capacities and wide use of facilities on the basis of renewable energy sources. The Smart Energy System of Russia national project implies construction of digital substations equipped with state-of-the-art relay protection and automatic control devices, which exchange instantaneous values of currents and voltages. In implementing such exchange, a need may arise to decrease or increase the signal sampling frequency for optimally suiting to the process tasks. The results from analyzing the effects of digital processing involving loss of coherence of power frequency voltage and current signals, which arise in decreasing the sampling frequency, are presented. It is shown that, if the coherence requirements are not complied with in decimation, this will result in significant errors in estimating the signal parameters. It is also shown that for determining the current and voltage signals sine wave distortion degree due to loss of coherence in processing, it is advisable to use a normalized mutual correlation ratio. It has been demonstrated based on simulation results that for signals containing high-frequency harmonic components, incoherent sampling aggravates the distorting effect; it is also pointed out that in analyzing distortion effects on power frequency signals, it is important to take into account the initial phases of high-frequency harmonic components.

Key words: digital signal processing, sampling frequency, coherence, decimation, distorting effect, interharmonic, phase ratio

REFERENCES

1. Yesyakov S.Ya., Lunin K.A., Stennikov V.A., Voropay N.I., Red'ko I.Ya., Barinov V.A. *Elektroenergiya. Peredacha i raspredeleniye – in Russ. (Transformation of electrical power systems. Electricity. Transmission and distribution)*, 2019, No. 4(55), pp. 134–141.

2. Ilyushin P.V., Kulikov A.L. *Elektroenergiya. Peredacha i raspredeleniye – in Russ. (Transformation of electrical power systems. Electricity. Transmission and distribution)*, 2020, No. 2 (59), pp. 70–79.

3. Voropay N.I., Gubko M.V., Kovalev S.P., Massel' L.V., Novikov D.A., Raykov A.N., Senderov S.M., Stennikov V.A.

Problemy upravleniya – in Russ. (Management problem), 2019, No. 1, pp. 2–14.

4. Voropay N.I., Kolosok I.N., Korkina Ye.S. *Releynaya zashchita i avtomatizatsiya – in Russ. (Relay protection and automation)*, 2019, No. 1 (34), pp. 78–83.

5. Voropay N.I., Stennikov V.A. *Avtomatizatsiya i IT v energetike – in Russ. (Directions and problems of technological development of electric power systems. – Automation and IT in the energy sector)*, 2019, No. 11 (124), pp. 5–8.

6. Kulikov A.L., Ilyushin P.V. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2019, No. 5, pp. 4–11.

7. **Kulikov A.L., Ilyushin P.V., Pelevin P.S.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2019, No. 7, pp. 22–35.
8. **Rabiner L., Gould B.** *Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov/Per. s angl. pod red. Yu.N. Aleksandrova* (Theory and application of digital signal processing / Transl. from English. ed. Yu.N. Alexandrov). M.: Mir, 1978, 848 p.
9. **Sergiyenko A.B.** *Tsifrovaya obrabotka signalov: Uchebnoye pos., 3-ye izd.* (Digital signal processing: Educational settlement. 3rd ed.). SPb.: BKhV-Peterburg, 2011, 768 p.
10. **Ribeyro P.F., Duke K.A., da Sil'veyra P.M., Serkeyra A.S.** *Obrabotka signalov v intellektual'nykh setyakh energosistem* (Signal processing in smart grids of power systems). M.: Tekhnosfera, 2020, 417 p.
11. **Kulikov A.L., Misrikhanov M.Sh.** *Vvedeniye v metody tsifrovoy releynoy zashchity vysokovol'tnykh LEP: Uchebnoye pos.* (Introduction to methods of digital relay protection of high-voltage transmission lines: Educational settlement). M.: Energoatomizdat, 2007, 197 p.
12. **Gol'denberg L.M., Matyushkin B.D., Polyak M.N.** *Tsifrovaya obrabotka signalov: Spravochnik* (Tsifrovaya obrabotka signalov: Spravochnik). M.: Radio i svyaz', 1985, 312 p.
13. **Kuk Ch., Bernfel'd. M.** *Radiolokatsionnyye signaly/Per. s angl. pod red. B.C. Kel'zona* (Radiolokatsionnyye signaly/Transl. from English, ed. B.C. Kel'zon). M.: Sovetskoye radio, 1971, 568 p.
14. **Shirman Ya.D., Bagdasaryan S.T., Malyarenko A.S. i dr.** *Radioelektronnyye sistemy: Osnovy postroyeniya i teoriya: Spravochnik/Pod red. Ya.D. Shirmana* (Radioelectronic systems: Fundamentals of construction and theory: Handbook/Ed. Ya.D. Shirman). M.: Radiotekhnika, 2007, 512 p.
15. **Borkowski D.** Estimation of power system spectral parameters with coherent resampling. Doctor's Thesis, AGH – Univ. Sci. Technol., Cracow, Poland, 2007, (ISBN 83-918624-7-X).
16. **Xi J, Chicharo J.F.** A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 45, No. 4, pp. 109–115, Aug. 1996.
17. **Ilyushin P.V., Kulikov A.L.** *Avtomatika upravleniya normal'nymi i avariynymi rezhimami energorayonov s raspredelennoy generatsiyey* (Automatic control of normal and emergency modes of power districts with distributed generation). N. Novgorod: NIU RANKhiGS, 2019, 364 p.
18. **Fal'shina V.A., Kulikov A.L.** *Promyshlennaya energetika – in Russ. (Industrial Power Engineerinf)*, 2012, No. 5, pp. 39–46.
19. **Arrilaga J., Neville W.R.** *Power System Harmonics*. Chichester. – UK: Wiley, 2003.
20. **Kulikov A.L., Anan'ev V.V., Vukolov V.Y., Platonov P.S., Lachugin V.F.** Modelling of wave processes on power transmission lines to improve the accuracy of fault location. *Power Technology and Engineering*, 2016, vol. 49, No. 5. pp. 378–385.
21. **Ilyushin P.V.** *Vestnik Irkutskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – in Russ. (Bulletin of Irkutsk State Technical University)*, 2018, vol. 22, No. 4 (135), pp. 122–135.
22. **Ilyushin P.V., Kulikov A.L.** *Releynaya zashchita i avtomatizatsiya – in Russ. (Relay protection and automation)*, 2019, № 3 (36), pp. 14–23.

[05.07.2020]