

УДК 621.396

Алгоритм оценки момента разладки последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов по виду фазовой модуляции

Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Титова О. Н.

Постановка задачи: к сверхширокополосным системам связи предъявляются высокие требования по синхронизации приемопередатчиков, в связи с крайне маленькими длительностями сигналов, измеряемыми пико- и наносекундами. В современных стандартах беспроводной связи, в которых реализована технология сверхширокой полосы пропускания, смена вида модуляции происходит при скачкообразном изменении множества возможных значений одного или нескольких параметров сигнала, поэтому задача различения вида модуляции сигналов может быть сведена к задачам обнаружения и оценки момента разладки, то есть обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценки времени разладки. **Целью работы** является анализ эффективности алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции при приеме последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов произвольной формы с неизвестными амплитудами и начальными фазами на фоне белого гауссовского шума на основе статистического моделирования применительно к нескольким видам модуляции. **Используемые методы:** решение задачи оценки момента разладки вида фазовой модуляции основано на использовании метода максимального правдоподобия. Входными данными для полученного алгоритма являлись оценки начальной фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала. **Новизна:** выполнен анализ эффективности алгоритма оценки момента разладки смены вида модуляции для отдельного класса сверхширокополосных сигналов – сверхширокополосного квазирадиосигнала, структура которого подобна узкополосным радиосигналам, но условие относительной узкополосности может не выполняться. **Результат:** проведенное статистическое моделирование подтвердило работоспособность предложенного алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции при приеме последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов. Установлено, что порядок смены вида модуляции (с более высокого уровня модуляции на более низкий и наоборот) не влияет на точность оценки момента разладки. При этом среднеквадратическое отклонение оценки момента разладки при смене вида модуляции на более высокий уровень имеет большие значения, что обусловлено большим набором значений начальных фаз. Установлено, что по результатам статистического моделирования для фиксированного значения отношения сигнал/шум возможно оценить вероятность ошибки в оценке момента разладки на определенное число периодов принимаемой последовательности. Также установлено, что с ростом параметра узкополосности снижается его влияние на эффективность оценивания момента разладки. **Практическая значимость:** синтезированный алгоритм позволяет оценить момент смены вида фазовой модуляции при приеме последовательности сверхширокополосных сигналов и может быть адаптирован для задачи оценки момента разладки более сложных видов амплитудно-фазовой модуляции. Внедрение алгоритма в радиотехнических приложениях позволит оптимизировать алгоритмы синхронизации и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах.

Ключевые слова: сверхширокополосный квазирадиосигнал, момент разладки, смена модуляции, фазовая модуляция, оценка.

Библиографическая ссылка на статью:

Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Титова О. Н. Алгоритм оценки момента разладки последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов по виду фазовой модуляции // Системы управления, связи и безопасности. 2025. № 3. С. 216-231. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-3-216-231

Reference for citation:

Korchagin Yu. E., Titov K. D., Titova O. N. Algorithm for estimating the moment of disorder of a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals by the type of phase modulation. Systems of Control, Communication and Security, 2025, no. 3, pp. 216-231 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2025-3-216-231

Актуальность

Современные средства радиомониторинга гражданского и военного назначения функционируют в условиях сложной помеховой обстановки, когда на вход приемника поступает множество сигналов от разнородных радиопередающих устройств, промышленных и преднамеренных помех. Например, в работах [1-3], рассмотрены особенности функционирования различных беспроводных сетей передачи данных, анализ которых позволяет выявить ключевые параметры сигнально-кодовых конструкций, отличающие их от других систем связи. Исследования в указанной области позволяют обосновать технические требования к перспективным радиотехническим комплексам специального назначения, а также определить методологическую основу при разработке способов повышения эффективности их функционирования.

В современных средствах радиосвязи и передачи данных, работа которых основана на различных стандартах беспроводной связи [4-7], предусмотрена определенная структура пакета передаваемых данных. Как правило, заголовок такого пакета содержит служебную информацию о схеме модуляции и кодирования (modulation and coding scheme, MCS), периоде следования импульсов и т.д., что может занимать значительную часть передаваемых данных. Служебная информация и полезные данные при этом часто имеют разные MCS, а смена вида модуляции в момент окончания заголовка происходит скачкообразно. При этом заголовок часто имеет более помехоустойчивую MCS, а полезные данные – более высокий порядок модуляции для обеспечения требуемой пропускной способности.

К сверхширокополосным (СШП) системам связи предъявляются высокие требования по синхронизации приемопередатчиков, обусловленные крайне малыми длительностями сигналов, измеряемыми пико- и наносекундами. Например, авторами в работе [3] исследована помехоустойчивость систем связи, работающих в соответствии со стандартами IEEE 802.15.4-2020 и IEEE 802.15.4z-2020 с учётом структуры служебной информации. В работах показано, что воздействие помех на элементы служебной информации, может привести к нарушению синхронизации приемника в целом, причём наибольший рост вероятности битовых ошибок наблюдался при искажении заголовка физического уровня.

В стандарте IEEE 802.15.4-2020 основным видом модуляции в СШП режиме работы является фазовая, в сочетании с позиционно-импульсной модуляцией, при этом, каждый передаваемый символ представляет собой пачку импульсов (последовательность СШП сигналов) [3, 5]. В стандарте IEEE 802.15.3-2016 в большинстве режимов работы используется технология OFDM (orthogonal frequency division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением), в которой применяются сигналы с фазовой или амплитудно-фазовой модуляцией от BPSK (binary phase-shift keying – двоичная фазовая модуляция) до 64-QAM (64-quadrature amplitude modulation – 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция) [7].

Для оптимизации процессов технического анализа в средствах радиомониторинга от разнородных источников сигналов, функционирующих в соответ-

ствии с различными стандартами, а также более совершенной идентификации источников радиоизлучений с циклически меняющимися параметрами сигналов возможно задачу определения вида модуляции сигналов [8-13] свести к задаче обнаружения разладки, то есть обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценки времени разладки [14]. В работе [15] авторами рассмотрена задача обнаружения разладки фазовой модуляции при приеме последовательности отдельного класса СШП сигналов – квазирадиосигналов (КРС), с неизвестными амплитудой и начальной фазой, наблюдаемых на фоне белого гауссовского шума. При этом, не менее важной задачей является оценка неизвестного момента смены вида модуляции СШП КРС, решение которой рассмотрено в данной статье, а также выполнено статистическое моделирование предложенного алгоритма оценки момента разладки по виду фазовой модуляции с целью определения эффективности его функционирования.

В работах [16, 17] были найдены точные выражения для статистических характеристик оценки начальной фазы СШП КРС, на основе которых в данной работе выполняется синтез алгоритма разладки по виду фазовой модуляции при приеме последовательности сигналов, а его точность будет напрямую зависеть от точности оценки самой начальной фазы каждого сигнала в последовательности. На основе алгоритмов оценки других информативных параметров, например, момента появления или периода следования возможно выполнить синтез алгоритмов разладки по другим видам модуляции и исследовать влияние точности оценки параметров на эффективность синтезированного устройства.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу оценки момента разладки фазовой модуляции при приеме последовательности фазомодулированных СШП КРС с неизвестными амплитудами на фоне белого гауссовского шума.

Последовательность фазомодулированных СШП КРС представим в виде

$$s(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - kT_0, \varphi_k), \quad (1)$$

где каждый сигнал описывается выражением

$$s_k(t, \varphi_k) = \begin{cases} a f(t) \cos(\omega t - \varphi_k), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau; \end{cases} \quad (2)$$

где: φ_k – начальная фаза k -го сигнала ($k = \overline{1, N}$), изменяющаяся от сигнала к сигналу в зависимости от передаваемых данных; T_0 – период следования импульсов; kT_0 – задержка появления k -го сигнала в последовательности по отношению к началу интервала наблюдения; a , ω , τ – амплитуда, частота и длительность сигнала (2) соответственно; $f(t)$ – модулирующая функция, описывающая его форму. При выполнении условия узкополосности $\Delta\omega \ll \omega$ выражение (2) представляет собой математическую модель узкополосного радиосигнала, а при невыполнении – СШП КРС.

Пусть на вход приемника поступает реализация $\xi(t) = \sum_{k=1}^N \xi_k(t - kT_0)$, представляющая собой последовательность принятых данных, сдвинутых во времени, которые можно представить в виде аддитивной смеси сигнала и белого гауссовского шума

$$\xi_k(t) = s_k(t, \varphi_{0k}) + n_k(t), \quad (3)$$

где φ_{0k} – истинное значение начальной фазы k -го сигнала, принадлежащие некоторому дискретному множеству начальных фаз, которое определяется выбранным видом модуляции.

До момента разладки $k < \tau_{p_0} \leq N$ последовательность СШП КРС (1) передавалась с использованием одного вида фазовой модуляции с множеством начальных фаз $A_0 = \{\varphi_j^{(0)}, j = \overline{1, K_0}\}$, а в момент разладки τ_{p_0} произошла смена вида фазовой модуляции. Таким образом, все последующие элементы последовательности с номерами $k \geq \tau_{p_0}$ используют другое множество значений начальных фаз $A_1 = \{\varphi_j^{(1)}, j = \overline{1, K_1}\}$. Здесь τ_{p_0} – истинное значение момента разладки, K_i ($i = \overline{0, 1}$) – число точек в сигнальном созвездии. Будем считать, что факт смены вида модуляции на интервале наблюдения либо заранее известен, либо установлен с помощью алгоритма обнаружения разладки [14, 15]. Таким образом, для значений начальных фаз можем записать

$$\varphi_{0k} \in \begin{cases} A_0, & k = \overline{1, \tau_{p_0} - 1}, \\ A_1, & k = \overline{\tau_{p_0}, N}. \end{cases}$$

Необходимо располагая наблюдаемыми данными (3) сформировать оценку величины τ_{p_0} .

Синтез алгоритма оценки момента разладки фазовой модуляции

Для синтеза алгоритма оценки момента разладки необходимо выполнить оценку начальных фаз $\hat{\varphi}_k$ каждого СШП КРС в последовательности, которая по методу максимального правдоподобия (МП) определяется как [16, 17]

$$\hat{\varphi}_k = \begin{cases} \arctg\left(\frac{J_k}{I_k}\right), & I_k > 0, \\ \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(J_k), & I_k = 0, \\ \arctg\left(\frac{J_k}{I_k}\right) + \pi \operatorname{sgn}(J_k), & I_k < 0, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$J_k = (Q + P_c)Y_k - P_s X_k, \quad I_k = (Q - P_c)X_k - P_s Y_k, \quad (5)$$

$$X_k = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi_k(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad Y_k = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi_k(t) f(t) \sin(\omega t) dt, \quad (6)$$

$$P_c = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos(2\omega t) dt, \quad P_s = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \sin(2\omega t) dt, \quad (7)$$

$$Q = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) dt.$$

Представим случайные величины (6) в виде сумм

$$X_k = S_{X_k} + N_{X_k}, \quad Y_k = S_{Y_k} + N_{Y_k},$$

где

$$S_{X_k} = \frac{a}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos(\omega t - \varphi_{0k}) \cos(\omega t) dt = a_0 [(Q + P_c) \cos \varphi_{0k} + P_s \sin \varphi_{0k}],$$

$$S_{Y_k} = \frac{a}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos(\omega t - \varphi_{0k}) \sin(\omega t) dt = a_0 [(Q - P_c) \sin \varphi_{0k} + P_s \cos \varphi_{0k}]$$

– детерминированные составляющие,

$$N_{X_k} = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau n_k(t) \cos(\omega t) dt, \quad N_{Y_k} = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau n_k(t) \sin(\omega t) dt$$

– случайные составляющие.

Запишем статистические характеристики гауссовских случайных величин X_k и Y_k (6): математические ожидания $m_{X_k} = \langle X_k \rangle = S_{X_k}$ и $m_{Y_k} = \langle Y_k \rangle = S_{Y_k}$, дисперсии $\sigma_{X_k}^2 = \langle (X_k - m_{X_k})^2 \rangle = Q + P_c$ и $\sigma_{Y_k}^2 = \langle (Y_k - m_{Y_k})^2 \rangle = Q - P_c$ и корреляционный момент $K_{X_k Y_k} = \langle (X_k - m_{X_k})(Y_k - m_{Y_k}) \rangle = P_s$.

Следовательно, случайные величины J_k и I_k (5) также являются гауссовскими и полностью описываются первыми двумя моментами: математическим ожиданием

$$m_{J_k} = \langle J_k \rangle = -P_s S_{X_k} + (Q + P_c) S_{Y_k}, \quad m_{I_k} = \langle I_k \rangle = -P_s S_{Y_k} + (Q - P_c) S_{X_k}, \quad (8)$$

дисперсией

$$\sigma_{J_k}^2 = \langle (J_k - m_{J_k})^2 \rangle = \frac{g^2}{Q^2} (Q + P_c), \quad \sigma_{I_k}^2 = \langle (I_k - m_{I_k})^2 \rangle = \frac{g^2}{Q^2} (Q - P_c) \quad (9)$$

и коэффициентом корреляции

$$R_{J_k I_k} = \frac{\langle (J_k - m_{J_k})(I_k - m_{I_k}) \rangle}{\sigma_{J_k} \sigma_{I_k}} = -\frac{P_s}{\sqrt{Q^2 - P_c^2}}.$$

Отметим, что случайные величины J_k и I_k коррелированы только внутри одного k -го канального символа. В силу независимости принятых наблюдаемых реализаций случайные величины J_k и I_k при различных k некоррелированы и

статистически независимы, т.е. $\left\langle (J_k - m_{J_k})(I_j - m_{I_j}) \right\rangle = R_{J_k I_j} \delta_{jk}$, где δ_{jk} – символ Кронекера.

С учетом моментов (8) и (9) условные плотности вероятностей оценок (4), найденные в [17], можно записать следующим образом

$$W(\hat{\phi}_k | \phi_{0k}) = \frac{C}{\gamma^2(\hat{\phi}_k)} \left(\frac{1}{2} + \frac{\delta(\hat{\phi}_k)}{\gamma(\hat{\phi}_k)} \sqrt{\pi} \Phi \left[\frac{\sqrt{2} \delta(\hat{\phi}_k)}{\gamma(\hat{\phi}_k)} \right] \exp \left[\frac{\delta^2(\hat{\phi}_k)}{\gamma^2(\hat{\phi}_k)} \right] \right), \quad (10)$$

где

$$\delta(\hat{\phi}_k) = \frac{z [Q \cos(\hat{\phi}_k - \phi_{0k}) + P_c \cos(\hat{\phi}_k + \phi_{0k}) + P_s \sin(\hat{\phi}_k + \phi_{0k})]}{2Q},$$

$$C = \frac{g}{2\pi Q} \exp \left\{ -\frac{z^2 (Q + P_c \cos 2\phi_{0k} + P_s \sin 2\phi_{0k})}{2Q} \right\},$$

$$\gamma^2(\hat{\phi}_k) = \frac{Q + P_c \cos 2\hat{\phi}_k + P_s \sin 2\hat{\phi}_k}{2Q},$$

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp \left(-\frac{t^2}{2} \right) dt$ – интеграл вероятности, $z^2 = a^2 Q$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника МП; $g^2 = Q^2 - P_c^2 - P_s^2$.

Представим оценку начальных фаз (4) последовательности СШП КРС в виде вектора $\hat{\phi} = \|\hat{\phi}_k\|$ ($k = \overline{1, N}$). В силу статистической независимости оценок начальных фаз $\hat{\phi}$ (4) совместную плотность вероятностей $W(\hat{\phi} | \tau_p)$ можно представить как [14, 15]

$$W(\hat{\phi} | \tau_p) = \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k),$$

где $W_0(\hat{\phi}_k)$ и $W_1(\hat{\phi}_k)$ – безусловные плотности вероятностей оценок начальных фаз, которые определяются выражениями

$$W_0(\hat{\phi}_k) = \sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\phi}_k | \phi_j^{(0)}), \quad W_1(\hat{\phi}_k) = \sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\phi}_k | \phi_j^{(1)}). \quad (11)$$

Здесь $p_j^{(i)}$ – априорные вероятности того, что начальная фаза канального символа приняла значение $\phi_j^{(i)}$, а индексы 0 и 1 у плотностей вероятностей соответствуют условию принадлежности значений начальных фаз множествам A_0 и A_1 соответственно.

Таким образом, функцию правдоподобия можем записать в виде

$$\begin{aligned} L(\tau_p) &= \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k) = \\ &= \prod_{k=1}^{\tau_p-1} \left[\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\phi}_k | \phi_j^{(0)}) \right] \prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\phi}_k | \phi_j^{(1)}) \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Тогда выполняя максимизацию функции (12) по параметру τ_p алгоритм оценки момента разладки будет определяться выражением

$$\begin{aligned}\hat{\tau}_p &= \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} L(\tau_p) = \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k) = \\ &= \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} \prod_{k=1}^{\tau_p-1} \left[\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(0)}) \right] \prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(1)}) \right].\end{aligned}\quad (13)$$

Полученный алгоритм оценки момента разладки вида фазовой модуляции (13) при приеме последовательности СШП КРС можно реализовать в виде блок-схемы, изображенной на рис. 1 и основанной на функциональной схеме устройства измерения начальной фазы СШП КРС [16, 17].

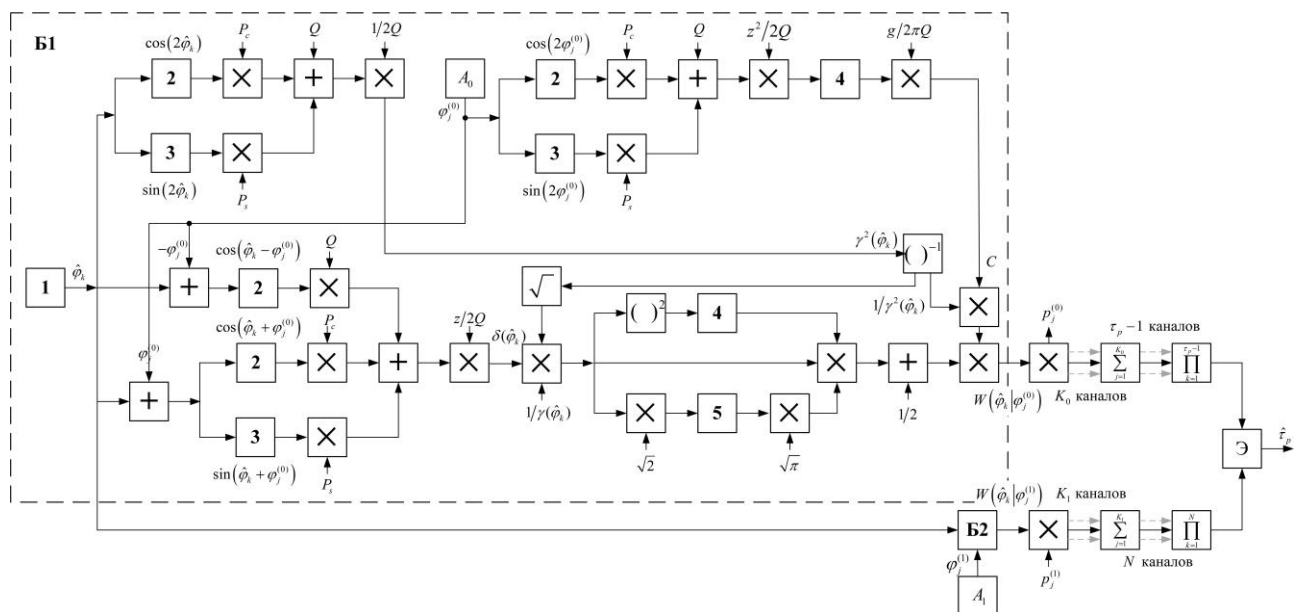


Рис. 1. Блок-схема алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции при приеме последовательности СШП КРС

Входными данными алгоритма (13) являются оценки начальных фаз (4), которые реализуются блоком 1 [16, 17]. На блок-схеме обозначено: 2 – блок, реализующий операцию $\cos(x)$; 3 – блок, реализующий операцию $\sin(x)$; 4 – блок, реализующий операцию $\exp(x)$; 5 – блок, реализующий операцию

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt; \text{ Б1 – устройство, реализующее формирование плот-$$

ности вероятностей оценок начальных фаз $W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(0)})$, усредненную по множеству истинных значений $A_0 = \{\varphi_j^{(0)}, j = \overline{1, K_0}\}$, а Б2 – плотности вероятностей оценок начальных фаз $W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(1)})$, усредненную по множеству истинных значений $A_1 = \{\varphi_j^{(1)}, j = \overline{1, K_1}\}$; Э – экстрематор, осуществляющий поиск положения наибольшего максимума функции правдоподобия (12) по параметру τ_p .

Устройства Б1 и Б2 имеют одинаковую структуру и отличаются входными параметрами – различными множествами истинных значений начальных фаз A_0 и A_1 соответственно.

Анализ и результаты статистического моделирования алгоритма оценки момента разладки

Выполним анализ синтезированного алгоритма оценки момента разладки (13) методом статистического моделирования. Для этого сгенерируем гауссовские случайные величины J_k и I_k (5) с математическими ожиданиями (8) и дисперсиями (9), на основе которых получим оценки начальных фаз (4) $\hat{\varphi}_k$ последовательности из N СШП КРС (2). Далее сформируем функцию правдоподобия (12) с использованием безусловных плотностей вероятностей оценок начальных фаз $W_i(\hat{\varphi}_k)$, $i = 0, 1$ (11), поиск максимума которой будем выполнять по параметру $\hat{\tau}_p$ путем перебора возможных значений момента разладки от 1 до N . Ввиду того, что оцениваемый параметр является дискретным и принимает значения из диапазона $\tau_p = \overline{1, N}$, будем использовать для оценки эффективности полученного алгоритма вероятность $P_e(m)$ ошибки на величину $\hat{\tau}_p - \tau_{p0} < \pm m$ относительного истинного значения, вычисление которой будем выполнять путем подсчета количества числа исходов $N_{\pm m}$, благоприятных заданному отклонению $\pm m$, по отношению к общему числу экспериментов N_{exp} : $P_e(m) = N_{\pm m} / N_{\text{exp}}$. Вычисление среднеквадратического отклонения (СКО) оценки

ки $\hat{\tau}_p$ выполним по формуле $\sigma_{\hat{\tau}_p} = \sqrt{\sum_{i=0}^{N_{\text{exp}}-1} (\hat{\tau}_{p_i} - \tau_{p0})^2 / N_{\text{exp}}}$.

В качестве примера в работе статистическое моделирование выполнялось для прямоугольной формы модулирующей функции $f(t) = 1$, в результате чего выражения в (7) принимают вид

$$P_c = \frac{\tau}{N_0} \frac{\sin(4\pi\kappa)}{4\pi\kappa}, P_s = \frac{\tau}{N_0} \frac{1 - \cos(4\pi\kappa)}{4\pi\kappa}, Q = \frac{\tau}{N_0}. \quad (14)$$

На рис. 2 представлена зависимость СКО оценки момента разладки (13) $\sigma_{\hat{\tau}_p}$ смены нескольких видов модуляции последовательности СШП КРС от ОСШ z . Кривые получены при количестве экспериментов $N_{\text{exp}} = 10^4$, длине последовательности $N = 50$, истинном значении момента разладки $\tau_{p0} = 25$ и параметре узкополосности $\kappa = 3$ [18]. Параметр узкополосности $\kappa = \omega\tau/2\pi$ в (14) определяет количество колебаний, укладывающихся на интервале длительности сигнала τ .

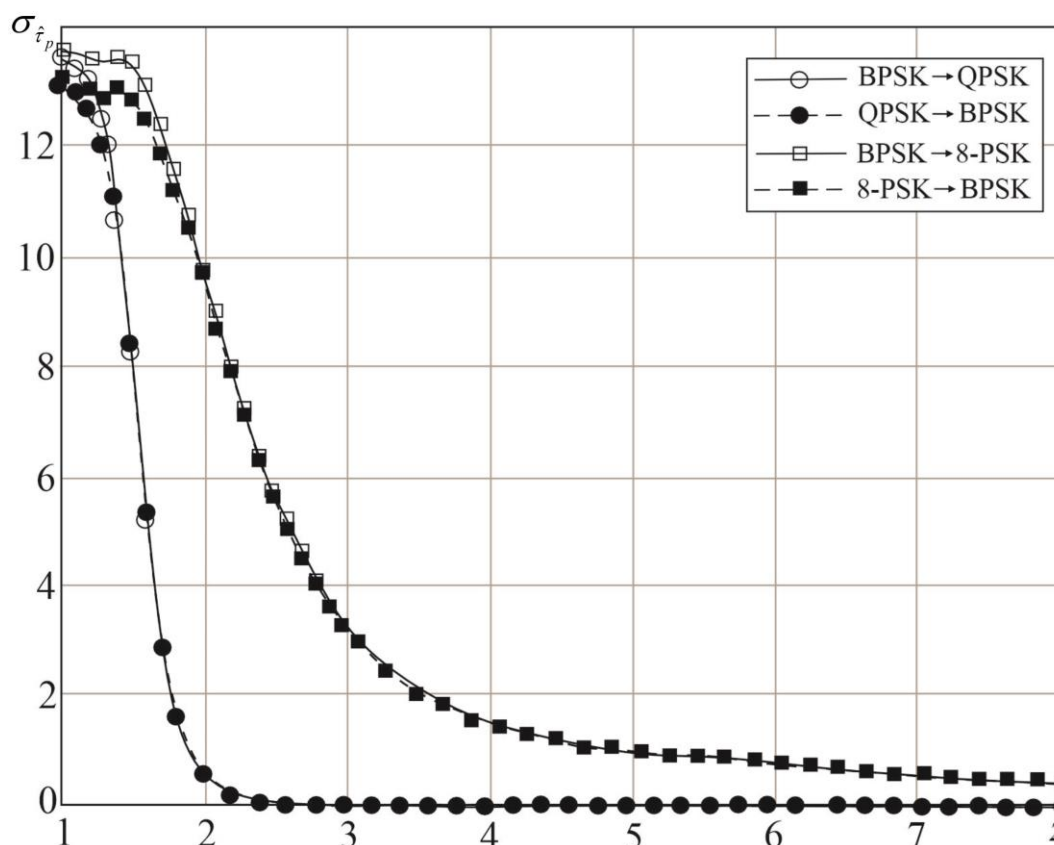


Рис. 2. Зависимость СКО оценки момента разладки фазовой модуляции от ОСШ

Из рис. 2 видно, что при смене модуляции с BPSK на QPSK (и наоборот) при ОСШ $z \geq 1,8$ СКО оценки момента разладки вида модуляции достигает значений $\sigma_{\hat{\tau}_p} \leq 2$, а при смене модуляции с BPSK на 8-PSK (и наоборот) требуются более высокие значения ОСШ для достижения малых значений СКО оценки (при ОСШ $z \geq 3,5$ СКО оценки $\sigma_{\hat{\tau}_p} \leq 2$). Среднеквадратическое отклонение оценки момента разладки вида модуляции при его смене с BPSK на QPSK имеет меньшие значения, чем при смене BPSK на 8-PSK, что обусловлено бóльшим набором значений начальных фаз ($K=8$ для 8-PSK). При этом видно, что порядок смены вида модуляции (с более высокого уровня модуляции на более низкий и наоборот) практически не влияет на эффективность оценки момента разладки.

На рис. 3 приведены зависимости вероятностей $P_e(m)$ ошибки на величину $m \leq \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 5$ относительно истинного значения момента разладки $\tau_{p0} = 25$ от ОСШ при смене модуляции с BPSK на QPSK. При проведении статистического моделирования предполагалось, что количество экспериментов $N_{\text{exp}} = 10^4$, длина последовательности $N = 50$, истинное значение момента разладки $\tau_{p0} = 25$ и параметр узкополосности $\kappa = 3$.

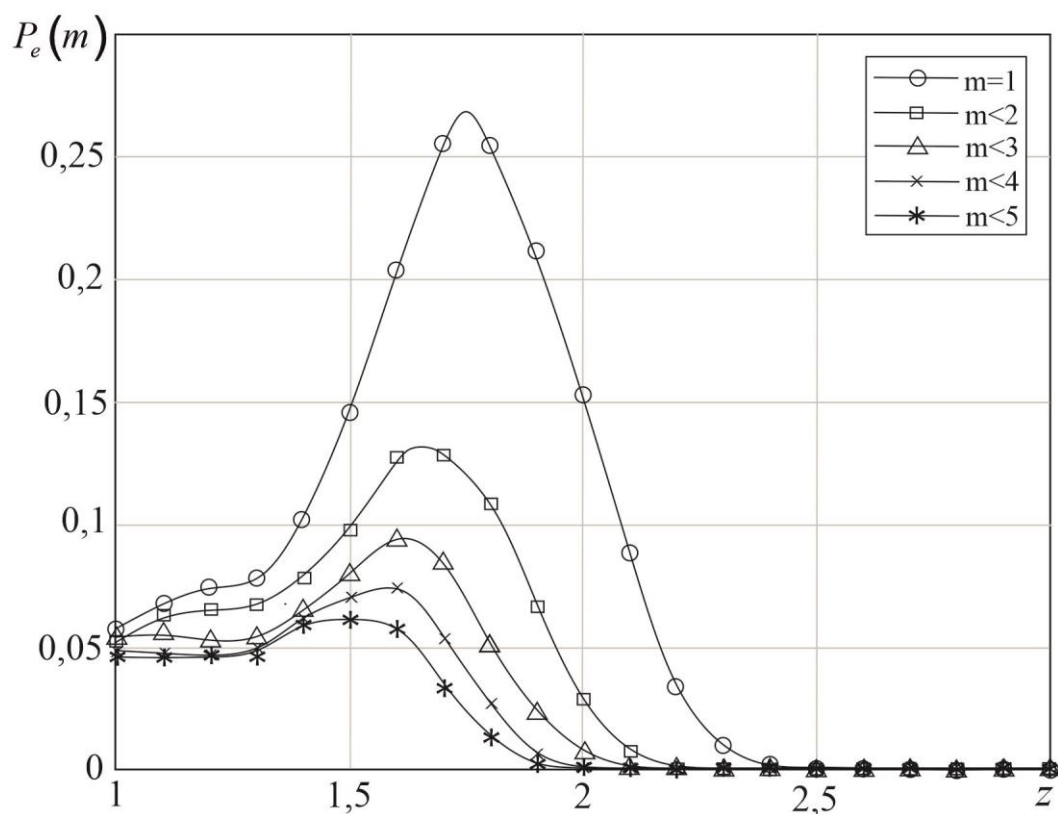


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на величину m при оценке момента разладки относительно истинного значения от ОСШ

Зависимости на рис. 3 показывают, что при определенном значении ОСШ z возникают наиболее вероятные отклонения оценок момента разладки от их истинных значений. Наличие максимума обусловлено наибольшей частотой появления ошибки на величину m при определенном значении ОСШ z . До появления максимума при малых значениях ОСШ наиболее часто возникают ошибки с большим отклонением ($> m$), а с ростом ОСШ вероятность ошибки $P_e(m) \rightarrow 0$. Например, при оценке момента разладки со значением ОСШ $z = 1,75$ вероятность ошибки на $m = \pm 1$ будет равна $P_e(m) = 0,26$, что будет являться наиболее вероятным отклонением от истинного значения τ_{p0} при данном значении ОСШ. Также из рис. 3 видно, что при ОСШ $z = 2,5$ вероятность $P_e(m)$ ошибочной оценки момента разладки равна нулю, что согласуется с зависимостью, представленной на рис. 2.

На рис. 4 изображена зависимость вероятности ошибки P_e при оценке момента разладки на любое отклонение от истинного значения ($\hat{\tau}_p \neq \tau_{p0}$) от параметра узкополосности κ . Зависимости получены при количестве экспериментов $N_{\text{exp}} = 10^4$, длине последовательности $N = 50$, истинном значении момента разладки $\tau_{p0} = 25$ и ОСШ $z = 4$.

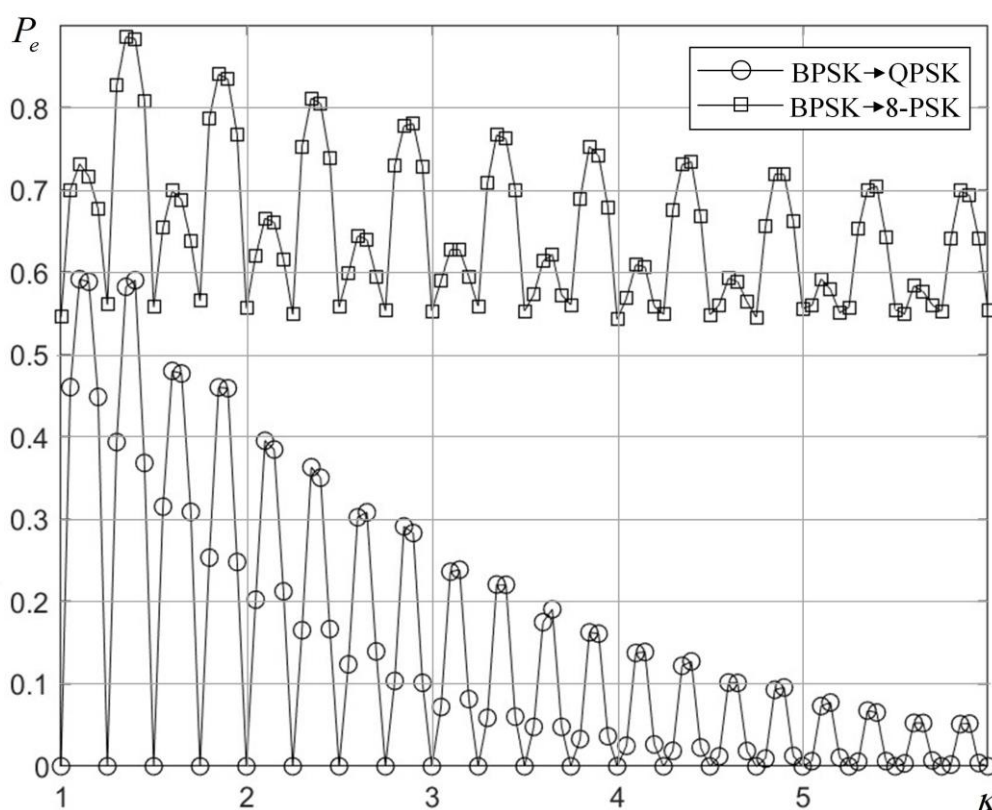


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки при оценке момента разладки на любое отклонение от истинного значения ($\hat{\tau}_p \neq \tau_{p0}$) от параметра узкополосности

Из рис. 4 видно, что с ростом значения параметра узкополосности его влияние на точность оценки момента разладки становится незначительным. Установлено, что при значении параметра узкополосности $\kappa < 2$ оценка момента разладки будет неточной в виду существенных ошибок при оценке начальной фазы СШП КРС [16, 18]. Также дополнительно было установлено, что выбором значения параметра узкополосности обеспечивается возможность поиска локальных минимумов и максимумов вероятности ошибки при оценке момента разладки (например, при $\kappa = 2,9$ вероятность ошибки $P_e = 0,3$, а при $\kappa = 3$ вероятность ошибки $P_e \approx 0$), что позволяет в значительной степени повысить точность оценки момента разладки.

Таким образом, результаты проведенного статистического моделирования подтверждают работоспособность полученного алгоритма оценки момента разладки по виду фазовой модуляции последовательности СШП КРС, а выполненный анализ позволяет сформулировать рекомендации по выбору параметров СШП КРС при практической реализации перспективных систем связи.

Выводы

В работе синтезирован алгоритм оценки момента смены вида модуляции при приеме последовательности СШП КРС на фоне белого гауссовского шума. Для подтверждения работоспособности синтезированного алгоритма проведено статистическое моделирование алгоритма оценки момента смены нескольких видов фазовых модуляций. Установлено, что порядок смены вида модуляции (с

более высокого уровня модуляции на более низкий и наоборот) не влияет на эффективность оценки момента разладки. Значение параметра узкополосности не оказывает значительного влияния на эффективность оценки момента разладки при $\kappa > 2$. Также путем статистического моделирования были получены наиболее вероятные значения ОСШ, при которых возникают небольшие отклонения оценок момента разладки от их истинных значений.

Синтезированный алгоритм может быть адаптирован для оценки момента разладки более сложных видов амплитудно-фазовой модуляции. Внедрение алгоритма в радиотехнических приложениях позволит оптимизировать алгоритмы синхронизации и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах. Данный подход может быть крайне актуален при разработке и оценке эффективности функционирования сетей связи специального назначения [19]. В дальнейшем планируется развитие представленной методики в направлении обнаружения и оценки момента разладки для других видов модуляции, широко используемых в стандартах беспроводной связи, которые основаны на использовании СШП сигналов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

Литература

1. Манелис В. Б., Козьмин В. А., Сладких В. А. Обнаружение и идентификация базовых станций сетей сотовой связи 5G // Системы управления, связи и безопасности. 2021. № 3. С. 152-178. doi: 10.24412/2410-9916-2021-3-152-178.
2. Перегудов М. А., Стешковой А. С., Щеглов А. В. Описательная модель канального уровня сетей цифровой радиосвязи семейства стандартов IEEE 802.11 // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 3. С. 203-221. doi: 10.24411/2410-9916-2020-10307.
3. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Петров Ю. Г. Исследование особенностей беспроводных персональных сетей передачи данных стандарта IEEE 802.15.4-2020 // Теория и техника радиосвязи. 2022. № 3. С. 30-44.
4. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks – Amendment 1: Enhanced Ultra-Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. 2020. 173 p.
5. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. 510 p.
6. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 2009. 560 p.
7. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. 510 p.
8. Калашников К. С., Марчук П. А., Фаульгабер А. Н. К вопросу о способах различения вида модуляции сигнала // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2019. №2. С. 31-38.

9. Аджемов С. С., Кленов Н. В., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах // ВМУ. Физика. Астрономия. 2015. № 6. С. 19-27.
10. Kim K., Polydoros A. Digital modulation classification: the BPSK versus QPSK case // MILCOM 88, 21st Century Military Communications - What's Possible? Conference record. Military Communications Conference, San Diego, CA, USA. 1988. vol. 2. pp. 431-436. doi: 10.1109/MILCOM.1988.13427.
11. Yang Z. et al. Unsupervised Neural Network for Modulation Format Discrimination and Identification // IEEE Access. 2019. vol. 7. pp. 70077-70087. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2916806.
12. Ghodeswar S., Poonacha P. G. An SNR estimation based adaptive hierarchical modulation classification method to recognize M-ary QAM and M-ary PSK signals // 2015 3rd International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN), Chennai, India. 2015. pp. 1-6. doi: 10.1109/ICSCN.2015.7219867.
13. Kim C. -S., Ryu K. -W., Kim H. -J., Kim J. -S., Choi S. -W. AMR (Automatic Modulation Recognition) algorithm based on the phase difference tendency of unknown communication signal // 2023 14th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Republic of Korea. 2023. pp. 1483-1486. doi: 10.1109/ICTC58733.2023.10392810.
14. Жиглявский А. А., Красовский А. Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1988. 224 с.
15. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Завалишина О. Н., Виноградов А. Д. Обнаружение разладки фазовой модуляции при обработке последовательности сверхширокополосных квазирadiосигналов на фоне белого гауссовского шума // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 6. С. 78-88. doi: 10.18127/j00338486-202306-11.
16. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирadiосигналов. Воронеж: Издательский дом ВГУ. 2019. 128 с.
17. Трифонов А. П., Руднев П. Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирadiосигнала // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2011. Т. 54. № 4. С. 3-10. doi: 10.20535/S0021347011040017.
18. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Головацкая Е. Э. Оценка влияния параметров сверхширокополосных радиосигналов на характеристики их приема и передачи // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 2. doi: 10.30898/1684-1719.2023.2.2.
19. Макаренко С. И. Перспективы и проблемные вопросы развития сетей связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 18-68. doi: 10.24411/2410-9916-2017-10202.

References

1. Manelis V. B., Kozmin V. A., Sladkikh V. A. Detection and identification of base stations of 5G cellular networks. *Systems of Control, Communication and Security*, 2021, no. 3, pp. 152-178 (in Russian). doi: 10.24412/2410-9916-2021-3-152-178.
2. Peregudov M. A., Steshkovoy A. S., Shcheglov A. V. Descriptive Model of Networks Broadband Access Link Layer for the IEEE 802.11 Standards Family. Sys-

tems of Control, Communication and Security, 2020, no. 3, pp. 203-221 (in Russian). doi: 10.24411/2410-9916-2020-10307.

3. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Petrov Yu. G. Research of specificities of wireless personal networks for data communication of IEEE standard 802.15.4-2020. *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*, 2022, no. 3, pp. 30-44 (in Russian).

4. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks – Amendment 1: Enhanced Ultra-Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques, 2020. 173 p.

5. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015), 2020. 510 p.

6. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009. 560 p.

7. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks, 2016. 510 p.

8. Kalashnikov K. S., Marchuk P. A., Faulgaber A. N. To the problem of the methods for discriminating the signal modulation format. *Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2019, no. 2, pp. 31-38 (in Russian).

9. Adzhemov S. S., Klenov N. V., Tereshonok M. V., Chirov D. S. Methods for the automatic recognition of digital modulation of signals in cognitive radio systems. *Moscow University Physics Bulletin*, 2015, no. 6, pp. 19-27 (in Russian).

10. Kim K., Polydoros A. Digital modulation classification: the BPSK versus QPSK case. *MILCOM 88, 21st Century Military Communications - What's Possible? Conference record. Military Communications Conference*, San Diego, CA, USA, 1988, vol. 2, pp. 431-436. doi: 10.1109/MILCOM.1988.13427.

11. Yang Z. et al. Unsupervised Neural Network for Modulation Format Discrimination and Identification. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 70077-70087. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2916806.

12. Ghodeswar S., Poonacha P. G. An SNR estimation based adaptive hierarchical modulation classification method to recognize M-ary QAM and M-ary PSK signals. *2015 3rd International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN)*, Chennai, India, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICSCN.2015.7219867.

13. Kim C. -S., Ryu K. -W., Kim H. -J., Kim J. -S., Choi S. -W. AMR (Automatic Modulation Recognition) algorithm based on the phase difference tendency of unknown communication signal. *2023 14th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju Island, Korea, Republic of, 2023, pp. 1483-1486. doi: 10.1109/ICTC58733.2023.10392810.

14. Zhiglyavsky A. A., Krasovsky A. E. *Detection of disorder of random processes in problems of radio engineering*. Leningrad, Izdatel'stvo Leningrad State University, 1988. 224 p. (in Russian).

15. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Zavalishina O. N., Vinogradov A. D. Detection of phase modulation disorder when processing a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals against a background of white Gaussian noise. *Radiotekhnika*, 2024, vol. 88, no. 6, pp. 78-88 (in Russian). doi: 10.18127/j00338486-202306-11.

16. Korchagin Yu. E., Titov K. D. *Sintez i analiz algoritmov obrabotki sverkhshirokopolosnykh kvaziradiosignalov* [Synthesis and analysis of algorithms for processing ultra-wideband quasi-radio signals]. Voronezh, Izdatel'skiy dom Voronezh State University, 2019. 128 p. (in Russian).

17. Trifonov A. P., Rudnev P. E. Characteristics of estimating the amplitude of ultra-wideband quasi-radio signal. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2010, vol. 53, no. 5, pp. 241-250. doi: 10.20535/S0021347011040017.

18. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Golovatskaya E. E. Evaluation of the influence of parameters of ultra-wideband radio signals on the characteristics of their reception and transmission. *Journal of Radio Electronics*, 2023, no. 2 (in Russian). doi: 10.30898/1684-1719.2023.2.2.

19. Makarenko S. I. Prospects and Problems of Development of Communication Networks of Special Purpose. *Systems of Control, Communication and Security*, 2017, no. 2, pp. 18-68 (in Russian). doi: 10.24411/2410-9916-2017-10202.

Статья поступила 9 апреля 2025 г.

Информация об авторах

Корчагин Юрий Эдуардович – доктор физико-математических наук, доцент. Заведующий кафедрой радиофизики. Воронежский государственный университет. Область научных интересов: прием и обработка сверхширокополосных сигналов, статистические методы локализации сигналов в пространстве. E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

Титов Константин Дмитриевич – кандидат физико-математических наук, доцент. Доцент кафедры радиофизики. Воронежский государственный университет. Область научных интересов: прием и обработка сверхширокополосных сигналов, оценка помехоустойчивости систем. E-mail: titovkd@gmail.com

Титова Ольга Николаевна – соискатель ученой степени кандидата физико-математических наук. Аспирант кафедры радиофизики. Воронежский государственный университет. Область научных интересов: прием и обработка сверхширокополосных сигналов, пеленгование источников радиоизлучения. E-mail: onzavalishina@mail.ru

Адрес: 394018, Россия, г. Воронеж, Университетская пл., д. 1.

Algorithm for estimating the moment of disorder of a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals by the type of phase modulation

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, O. N. Titova

Purpose. Ultra-wideband communication systems are subject to high requirements for transceiver synchronization due to extremely short signal durations measured in pico- and nanoseconds. In modern wireless communication standards that implement ultra-wideband technology, the modulation type changes with a stepwise change in a set of possible values of one or more signal parameters. Therefore, the problem

of distinguishing the signal modulation type can be reduced to the problems of detecting and estimating the disorder moment, that is, detecting the fact of changing the signal modulation type and estimating the disorder time. The aim of the work is to synthesize an algorithm for estimating the moment of disorder of the type of phase modulation when receiving a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals with unknown amplitudes and initial phases observed with white Gaussian noise. To analyze the resulting algorithm, statistical modeling of the algorithm for estimating the moment of change of several types of modulation is carried out. **Methods.** The solution to the problem of estimating the moment of disorder of phase modulation type is based on the use of the maximum likelihood method. The input data for the resulting algorithm were estimates of the initial phase of the ultra-wideband quasi-radio signal. **Novelty.** An algorithm has been developed for estimating the moment of change of modulation type for a special class of ultra-wideband signals – ultra-wideband quasi-radio signal, the structure of which is similar to narrowband radio signals, but the condition of relative narrowband is not met. **Results.** The statistical modeling is performed and it confirmed the efficiency of the proposed algorithm for estimating the moment of disorder of the phase modulation type when we receive a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals. It was found that the order of changing the modulation type (from a higher modulation level to a lower one and vice versa) does not affect the accuracy of estimating the moment of disorder. At the same time, the standard deviation of the estimate of the moment of disorder when changing the modulation type to a higher level has larger values, which is due to a larger set of initial phase values. It was found that, based on the results of statistical modeling for a fixed signal-to-noise ratio, it is possible to estimate the probability of error in estimating the moment of disorder for a certain number of periods of the received sequence. It was also found that with an increase in the narrowband parameter, its influence on the accuracy of estimating the moment of disorder decreases. **Practical relevance.** The synthesized algorithm allows to estimate the moment of change of the type of phase modulation when we receive a sequence of ultra-wideband signals and one can be adapted to estimate the moment of disorder of more complex types of amplitude-phase modulation. Implementation of the algorithm in radio engineering applications will allow to optimize synchronization algorithms and reduce the volume of transmitted service information in telecommunication systems.

Key words: ultra-wideband quasi-radio signal, moment of disorder, modulation change, phase modulation, estimation.

Information about Authors

Yury Eduardovich Korchagin – Dr. of Physics and Mathematics Sciences, Associate Professor. Head of the Department of Radio Physics. Voronezh State University. Field of research: reception and processing of ultra-wideband signals, statistical methods of signal localization in space. E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

Konstantin Dmitrievich Titov – Ph.D. of Physics and Mathematics Sciences, Associate Professor. Associate Professor at the Department of Radio Physics. Voronezh State University. Field of research: reception and processing of ultra-wideband signals, assessment of noise immunity of systems. E-mail: titovkd@gmail.com

Olga Nikolaevna Titova – Doctoral Student. The postgraduate student of the Department of Radio Physics. Field of research: reception and processing of ultra-wideband signals, direction finding of radio emission sources. E-mail: onzavalishina@mail.ru

Address: Russia, 394018, Voronezh, Universitetskaya pl., 1.