

Научная статья
УДК 621.396
DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202306-11>

Обнаружение разладки фазовой модуляции при обработке последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне белого гауссовского шума

Ю.Э. Корчагин¹, К.Д. Титов², О.Н. Завалишина³, А.Д. Виноградов⁴

^{1–3} Воронежский государственный университет (г. Воронеж, Россия)

⁴ ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж, Россия)

¹ korchagin@phys.vsu.ru; ² titovkd@gmail.com; ³ onzavalishina@mail.ru

Аннотация

Постановка проблемы. В условиях сложной электромагнитной обстановки в системах связи и передачи данных смена вида модуляции происходит при скачкообразном изменении одного или нескольких параметров сигнала. Следовательно, задача определения вида модуляции сигналов может быть сведена к задаче обнаружения разладки, т.е. к обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценке времени разладки.

Цель. Выполнить синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции при обработке последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов с неизвестными амплитудой и начальной фазой на фоне белого гауссовского шума, а также проанализировать эффективность полученного алгоритма на основе результатов статистического моделирования.

Результаты. Синтезирован алгоритм обнаружения разладки фазовой модуляции принятой последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Для анализа эффективности полученного алгоритма проведено статистическое моделирование алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения разладки от отношения сигнал/шум (ОСШ) и длины последовательности принятых сигналов при фиксированном моменте разладки. Показано, что при обнаружении разладки фазовой модуляции низкого порядка требуемые значения вероятности правильного обнаружения достигаются при малых значениях ОСШ, а с увеличением порядка модуляции и использовании ее модификаций показатели эффективности алгоритма ухудшаются.

Практическая значимость. Внедрение алгоритмов разладки в радиотехнических приложениях позволит не только оптимизировать алгоритмы синхронизации и адаптации к помеховой обстановке с сопутствующей сменой вида модуляции, но и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах.

Ключевые слова

Сверхширокополосный, квазирадиосигнал, разладка, метод максимального правдоподобия, вероятность правильного обнаружения, фазовая модуляция

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00452, <https://rscf.ru/project/23-21-00452/>.

Для цитирования

Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н., Виноградов А.Д. Обнаружение разладки фазовой модуляции при обработке последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне белого гауссовского шума // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 6. С. 78–88. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202306-11>

Введение

Задача обнаружения сигналов – одна из ключевых задач, решаемых в любых направлениях науки и техники, начиная от детектирования атомов и микроорганизмов в химии, биологии и медицине, заканчивая приемом сигналов из дальних галактик в исследованиях космоса. В современной теории статистической радиотехники и радиофизики обнаружение сигнала является первым этапом его обработки. В [1–4] достаточно полно описаны методы обнаружения сигналов разных видов в различных условиях. Любая приемная система после успешного обнаружения, как правило, выполняет функции измерения информативных параметров, различения, классификации сигналов и т.д.

Современные системы широкополосного беспроводного доступа, имеющие большое число схем модуляции и кодирования (Modulation and Coding Scheme, MCS), способны динамически изменять значение MCS в зависимости от требуемой пропускной способности или помеховой обстановки [5–7]. При этом большинство современных беспроводных средств, функционирующих в соответствии с различными стандартами связи, вынуждены работать в одном диапазоне частот, что в реальных условиях приводит к ухудшению качества связи при воздействии шума и помех.

Для улучшения электромагнитной совместимости различных типов устройств могут использоваться алгоритмы определения вида модуляции сигналов и адаптации к ним собственных приемопередающих устройств. Кроме того, использование таких алгоритмов позволяет снизить объем служебной информации, поскольку при каждой смене вида модуляции передатчик в заголовке передаваемого кадра должен сообщить приемнику новую MCS. При динамически меняющейся помеховой обстановке, характерной для мегаполисов, объем такой избыточной служебной информации может быть весьма значительным. Поэтому определение вида модуляции принимаемых сигналов является на сегодняшний день актуальной задачей.

В [8, 9] выполнен анализ различных подходов к решению данной задачи на основе теории статистических решений и распознавания образов. В [10, 11] предложены классификаторы различения вида модуляции, использующие максимально правдоподобный метод и вейвлет-преобразование. Представленные в [12–14] нейросетевые алгоритмы для решения задачи определения вида модуляции принимаемых сигналов в общем случае сводятся к нахождению информативных признаков распознавания и построению базы знаний по результатам анализа этих признаков. В [15] рассмотрены методы идентификации видов цифровой модуляции сигналов, использующие в качестве признаков распознавания кумулянты высокого порядка. Методы распознавания вида и уровня модуляции сигналов с помощью слепого алгоритма AMR (Automatic Modulation Recognition) описаны в [16].

В условиях сложной электромагнитной обстановки в системах связи и передачи данных смена вида модуляции происходит при скачкообразном изменении множества возможных значений одного или нескольких параметров сигнала. Следовательно, задача определения вида модуляции сигналов может быть сведена к задаче обнаружения разладки, т.е. к обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценке времени разладки. Согласно [17], под *разладкой случайного процесса* понимается скачкообразное изменение его свойств (обычно описываемых какими-либо параметрами), происходящее в известный/неизвестный момент времени или не происходящее совсем. Обнаружение разладки заключается в установлении факта ее наличия на основе исследования реализации случайного процесса до и после момента возможной разладки [4]. В области радиотехники обнаружение разладки активно используется в различных системах мониторинга, датчиках, телекоммуникационном оборудовании, системах когнитивного радио, в том числе, основанных на использовании искусственного интеллекта, и др. Таким образом, смена множества значений параметра сигнала может быть интерпретирована как разладка наблюдаемого случайного процесса, что соответствует смене вида модуляции.

В [18, 19] выполнен синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Поскольку этот алгоритм получен при обязательном выполнении условия относительной узкополосности, он неприменим для широкополосных и сверхширокополосных (СШП) сигналов, широко распространенных в современных беспроводных устройствах локальных и персональных сетей.

В практических приложениях активно внедряются СШП-системы связи, работающие в соответствии со стандартами IEEE 802.15.4-2020 [6] и IEEE 802.15.3-2016 [7]. В стандарте IEEE 802.15.4-2020 основным видом модуляции является фазовая в сочетании с позиционно-импульсной модуляцией (Pulse-Position Modulation, PPM). При этом каждый передаваемый символ представляет собой пачку импульсов (последовательность). В стандарте IEEE 802.15.3-2016 в большинстве режимов 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 – бинарная фазовая модуляция) до 64-QAM (64-Quadrature Amplitude Modulation – 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция).

К СШП-системам связи предъявляются высокие требования по синхронизации приемников и передатчиков, обусловленные сверхширокой полосой пропускания, и, как следствие, крайне маленькими длительностями сигналов, измеряемыми пико- и наносекундами. При этом из-за влияния среды при распространении сигналов, воздействия шумов и помех некоторые неинформативные параметры сигналов могут оказываться неизвестными. В настоящей работе рассмотрена задача обнаружения разладки фазовой модуляции отдельного класса СШП-сигналов – квазирадиосигнала (КРС) [4] с неизвестными амплитудой и фазой, наблюдаемого на фоне белого гауссовского шума. Данная модель сигнала аналитически может описываться как классический узкополосный радиосигнал, так и широкополосный сигнал и СШП-сигнал при невыполнении условия относительной узкополосности. Синтез алгоритма разладки фазовой модуляции СШП КРС позволит значительно упростить схему современных и перспективных устройств передачи данных в локальных и персональных сетях, что даст возможность увеличить быстродействие и уменьшить стоимость и габаритные размеры устройств.

Ц е л ь р а б о т ы – выполнить синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции при обработке последовательности СШП КРС с неизвестными амплитудой и начальной фазой на фоне белого гауссовского шума, а также проанализировать эффективность полученного алгоритма на основе результатов статистического моделирования.

Постановка задачи

Так как одним из самых распространенных видов модуляции сигналов в современных беспроводных системах связи и передачи данных является фазовая модуляция, рассмотрим задачу обнаружения разладки принятой последовательности фазомодулированных СШП КРС с неизвестной амплитудой и начальной фазой на фоне белого гауссовского шума.

Пусть фрагмент принимаемых данных – последовательность N фазомодулированных сигналов вида

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

где $s_k(t, \varphi_k)$ – СШП КРС, описываемый выражением

$$s_k(t, \varphi_k) = \begin{cases} a f(t) \cos(\omega t - \varphi_k), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau; \end{cases} \quad (1)$$

φ_k – начальная фаза k -го радиосигнала ($k = \overline{1, N}$), меняющаяся от сигнала к сигналу в зависимости от передаваемых данных; T_0 – длительность канального символа; kT_0 – задержка появления k -го сигнала в последовательности по отношению к началу интервала наблюдения; a , ω , τ – амплитуда, частота и длительность сигнала (1) соответственно; $f(t)$ – модулирующая функция, описывающая форму сигнала (1).

Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω сигнала (1) удовлетворяют условию $\Delta\omega \ll \omega$, то сигнал (1) является узкополосным радиосигналом. Если это условие не выполняется, то выражение (1) описывает СШП КРС.

Полагаем, что длительность сигнала (1) удовлетворяет неравенству $\tau \leq T_0$ (т.е. сигнал не должен выходить за пределы длительности канального символа), а амплитуда сигнала априори неизвестна.

Наблюдаемую реализацию запишем в виде последовательности принятых фрагментов, сдвинутых

во времени, $\xi(t) = \sum_{k=1}^N \xi_k(t - kT_0)$, каждый из которых определяется как

$$\xi_k(t) = s_k(t, \varphi_{0k}) + n_k(t), \quad (2)$$

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

Пусть до начала канального символа с номером $\tau_p - 1 \leq N$ используется один вид фазовой модуляции с множеством начальных фаз $A_0 = \{\varphi_j^{(0)}, j = \overline{1, K_0}\}$, а затем может произойти смена вида модуляции. Начиная с канального символа τ_p , начальные фазы радиосигналов будут принимать значения из другого множества $A_1 = \{\varphi_j^{(1)}, j = \overline{1, K_1}\}$, где K_i ($i = \overline{0, 1}$) – число точек в сигнальном созвездии.

В данной работе событие смены модуляции будем называть *разладкой фазовой модуляции последовательности СШП КРС* [17]. Требуется синтезировать алгоритм обнаружения разладки, который на основе наблюдаемой реализации $\xi(t)$ (2) должен принимать решение о наличии/отсутствии разладки.

Синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции последовательности СШП КРС

Сформулируем поставленную задачу в терминах теории проверки статистических гипотез.

Назовем гипотезой H_0 предположение о том, что разладка отсутствует и на протяжении всех N канальных символов истинные значения начальных фаз принадлежат множеству A_0 :

$$H_0: \varphi_{0k} \in A_0, \quad k = \overline{1, N}.$$

Альтернативой является гипотеза H_1 о наличии разладки:

$$H_1: \varphi_{0k} \in \begin{cases} A_0, & k = \overline{1, \tau_p - 1}, \\ A_1, & k = \overline{\tau_p, N}. \end{cases}$$

Исходными данными для алгоритма принятия решения в пользу одной из гипотез может служить последовательность оценок начальных фаз для каждого канального символа $\hat{\varphi}_k$, $k = \overline{1, N}$. Согласно методу максимального правдоподобия (МП) [2–6], оценка начальной фазы СШП КРС k -го радиосигнала определяется выражениями [4, 20]

$$\hat{\varphi}_k = \Psi(J_k, I_k), \quad \Psi(J_k, I_k) = \begin{cases} \arctg\left(\frac{J_k}{I_k}\right), & I_k > 0, \\ \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(J_k), & I_k = 0, \\ \arctg\left(\frac{J_k}{I_k}\right) + \pi \operatorname{sgn}(J_k), & I_k < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$J_k = (Q + P_c)Y_k - P_s X_k, \quad I_k = (Q - P_c)X_k - P_s Y_k; \quad (4)$$

$$X_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad Y_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) f(t) \sin(\omega t) dt; \quad (5)$$

$$P_c = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(2\omega t) dt, \quad P_s = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \sin(2\omega t) dt, \quad Q = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) dt. \quad (6)$$

Плотность вероятности МП оценки начальной фазы определяется через плотность вероятностей случайных величин X_k и Y_k (5), которые можно представить в виде суммы детерминированных (S_{X_k} , S_{Y_k}) и случайных (N_{X_k} , N_{Y_k}) составляющих этих случайных величин:

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

где

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

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

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

Случайные величины X_k и Y_k являются гауссовскими случайными величинами с математическими ожиданиями $m_{X_k} = \langle X_k \rangle = S_{X_k}$ и $m_{Y_k} = \langle Y_k \rangle = S_{Y_k}$, дисперсиями $\sigma_{X_k}^2 = \langle (X_k - m_{X_k})^2 \rangle = Q + P_c$ и $\sigma_{Y_k}^2 = \langle (Y_k - m_{Y_k})^2 \rangle = Q - P_c$ соответственно и корреляционным моментом $K_{X_k Y_k} = \langle (X_k - m_{X_k})(Y_k - m_{Y_k}) \rangle = P_s$.

Следовательно, случайные величины J_k и I_k (4) – также гауссовские и полностью описываются первыми двумя моментами: математическим ожиданием

$$m_{J_k} = \langle J_k \rangle = -P_s S_{X_k} + (Q + P_c) S_{Y_k}, \quad m_{I_k} = \langle I_k \rangle = -P_s S_{Y_k} + (Q - P_c) S_{X_k}, \quad (7)$$

дисперсией

$$\sigma_{X_k}^2 = \langle (X_k - m_{X_k})^2 \rangle = Q + P_c, \quad \sigma_{Y_k}^2 = \langle (Y_k - m_{Y_k})^2 \rangle = Q - P_c \quad (8)$$

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. $\langle (J_k - m_{J_k})(I_j - m_{I_j}) \rangle = R_{J_k I_j} \delta_{jk}$, где δ_{jk} – символ Кронекера.

С учетом моментов (7) и (8) условные плотности вероятностей оценок (3), найденные в [20], можно записать следующим образом:

$$W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{0k}) = \frac{C}{\gamma^2(\hat{\varphi}_k)} \left(\frac{1}{2} + \frac{\delta(\hat{\varphi}_k)}{\gamma(\hat{\varphi}_k)} \sqrt{\pi} \Phi \left[\frac{\sqrt{2} \delta(\hat{\varphi}_k)}{\gamma(\hat{\varphi}_k)} \right] \exp \left[\frac{\delta^2(\hat{\varphi}_k)}{\gamma^2(\hat{\varphi}_k)} \right] \right), \quad (9)$$

где

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

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

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

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – 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 последовательность оценок начальных фаз (3) СШП КРС в виде вектора $\hat{\phi} = \|\hat{\phi}_k\|$ ($k = \overline{1, N}$). Для синтеза алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции воспользуемся методом МП [17], согласно которому решение в пользу одной из гипотез принимается на основе сравнения с единицей отношения правдоподобия

$$L = \frac{W_1(\hat{\phi}|H_1)}{W_0(\hat{\phi}|H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} 1, \quad (10)$$

где $W_i(\hat{\phi}|H_i)$ ($i = 0, 1$) – плотности вероятностей вектора оценок начальных фаз при обеих гипотезах.

В силу статистической независимости оценок начальных фаз (3) плотности вероятностей $W_i(\hat{\phi}|H_i)$ можно представить как

$$W_0(\hat{\phi}|H_0) = \prod_{k=1}^N W_0(\hat{\phi}_k), \quad W_1(\hat{\phi}|H_0) = \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k),$$

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

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

$p_j^{(i)}$ – априорные вероятности того, что начальная фаза канального символа приняла значение $\varphi_j^{(i)}$.

Таким образом, правило принятия решения (10) принимает следующий вид:

$$L = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k)}{\prod_{k=\tau_p}^N W_0(\hat{\phi}_k)} = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(1)}) \right]_{H_1}}{\prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(0)}) \right]_{H_0}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} 1. \quad (12)$$

В современных радиотехнических и телекоммуникационных системах наиболее распространены следующие модуляции: BPSK, QPSK, offset QPSK (O-QPSK), $\pi/4$ difference QPSK ($\pi/4$ -DQPSK), M -позиционная фазовая (M -PSK) [5–7]. Рассмотрим частный случай разладки BPSK- и QPSK-модуляций, которым соответствуют наборы значений начальных фаз $A_0 = \{\varphi_{01}^{(0)}, \varphi_{02}^{(0)}\}$ и $A_1 = \{\varphi_{01}^{(1)}, \varphi_{02}^{(1)}, \varphi_{03}^{(1)}, \varphi_{04}^{(1)}\}$.

Полагаем, что возможные значения начальных фаз при каждом виде модуляции встречаются в принятой последовательности канальных символов равновероятно, т.е. $p_1^{(0)} = p_2^{(0)} \equiv p_0 = \frac{1}{2}$, $p_1^{(1)} = p_2^{(1)} = p_3^{(1)} = p_4^{(1)} \equiv p_1 = \frac{1}{4}$. Тогда безусловные плотности вероятностей оценок начальных фаз равны соответственно

$$W_1(\hat{\phi}_k) = p_1 \left[W(\hat{\phi}_k | \varphi_{01}^{(1)}) + W(\hat{\phi}_k | \varphi_{02}^{(1)}) + W(\hat{\phi}_k | \varphi_{03}^{(1)}) + W(\hat{\phi}_k | \varphi_{04}^{(1)}) \right], \quad (13)$$

$$W_0(\hat{\phi}_k) = p_0 \left[W(\hat{\phi}_k | \varphi_{01}^{(0)}) + W(\hat{\phi}_k | \varphi_{02}^{(0)}) \right]. \quad (14)$$

С учетом выражений (13) и (14) получим следующий алгоритм обнаружения разладки (12) BPSK- и QPSK-модуляций:

$$L = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N p_1 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{03}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{04}^{(1)}) \right]_{H_1}}{\prod_{k=\tau_p}^N p_0 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(0)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(0)}) \right]_{H_0}} \geq 1. \quad (15)$$

В существующих системах связи и передачи данных используются и другие виды фазовых модуляций, в том числе обладающие более высоким порядком модуляции. В этом случае необходимо усреднять числитель и знаменатель отношения правдоподобия (12) по наборам с большим числом возможных значений начальных фаз, некоторые из которых могут совпадать со значениями из другого набора, что повлияет на работу алгоритма обнаружения разладки.

Для сравнения эффективности полученного алгоритма обнаружения разладки для СШП КРС с алгоритмом для узкополосных радиосигналов выполним синтез алгоритма обнаружения разладки последовательности фазомодулированных узкополосных радиосигналов с неизвестными амплитудами. Для этого примем, что переменные P_c и P_s равны нулю. В этом случае получим следующие условные плотности вероятностей оценок начальных фаз [1, 3, 21]:

$$W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{0k}) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(\frac{z^2}{2}\right) + \frac{z \cos(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})}{\sqrt{2\pi}} \Phi\left(z \cos(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})\right) \exp\left(-\frac{z^2}{2} \sin(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})\right). \quad (16)$$

Таким образом, алгоритм обнаружения разладки BPSK- и QPSK-модуляций (14) для узкополосного радиосигнала будет определяться условными плотностями вероятностей (15) [18, 19].

Результаты статистического моделирования

Для проверки работоспособности алгоритма обнаружения разладки (12) фазовой модуляции было выполнено статистическое моделирование, в ходе которого генерировались N случайных гауссовских величин J_k и I_k (4) с математическими ожиданиями (7), дисперсиями (8) и начальными фазами $\varphi_0^{(0)}$, взятыми равновероятно из набора значений A_0 до момента разладки $k = \tau_p - 1$, и $\varphi_0^{(1)}$ из набора A_1 с момента разладки $k = \tau_p$. Предполагалось, что модулирующая функция имеет прямоугольную форму $f(t) = 1$. Тогда в результате интегрирования выражений (6) получим

$$P_c = Q \frac{\sin(4\pi\kappa)}{8\pi\kappa}, \quad P_s = Q \frac{\sin^2(2\pi\kappa)}{4\pi\kappa}, \quad Q = \frac{z^2}{a^2},$$

где $\kappa = \frac{\omega_0 \tau}{2\pi}$ – параметр узкополосности, равный числу периодов гармонического колебания, уместающихся на временном отрезке $0 \leq t \leq \tau$, равном длительности сигнала, с помощью которого можно определить степень узкополосности сигнала.

Далее, согласно выражению (3), проводилась статистическая оценка начальной фазы, в результате которой формировалась последовательность значений $\hat{\varphi} = \|\hat{\varphi}_k\|$ ($k = \overline{1, N}$). Затем, используя последовательность полученных оценок начальных фаз принятых сигналов, рассчитывались безусловные плотности вероятности (11). Вычисленное в результате отношение правдоподобия (12) сравнивалось с порогом: при отсутствии разладки фазовой модуляции на выходе программного блока получали 0, а при ее обнаружении – 1. Полученные нули и единицы накапливались. Таким образом, был выполнен расчет вероятности правильного обнаружения разладки фазовой модуляции в зависимости от ОСШ и длины последовательности N измеренных значений фаз.

На рис. 1 представлены графики зависимости вероятности правильного обнаружения разладки для нескольких видов фазовой модуляции от ОСШ, полученные по результатам статистического моделирования 10^4 экспериментов, амплитуде $a = 1$, параметре узкополосности $\kappa = 1$, длине последовательности принятых радиосигналов $N = 20$ и моменте разладки $\tau_p = 10$.

Из рис. 1 видно, что при небольших значениях ОСШ достигается достаточно высокая вероятность правильного обнаружения разладки, что подтверждается малым порядком различаемых видов фазовой модуляции и различными значениями фаз в каждом наборе. Кроме того, при смене вида фазовой модуляции с более высоким уровнем на вид модуляции с более низким обеспечивается наибольшая вероятность правильного обнаружения разладки, а уровень фазовой модуляции сигнала до момента разладки не влияет на эффективность обнаружения разладки.

На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения разладки от длины принятой последовательности сигналов N при фиксированном моменте разладки $\tau_p = 10$ и ОСШ $z = 1$. Как следует из рис. 2, с ростом числа измеренных значений фаз N при фиксированном моменте разладки вероятность правильного обнаружения увеличивается и при $z \geq 2$ вероятность правильного обнаружения стремится к единице практически сразу после момента разладки (при $N \geq 11$). Таким образом, для повышения эффективности обнаружения разладки фазовой модуляции можно определить оптимальную длину последовательности измеренных значений фаз, что позволит сократить вычислительную сложность алгоритма.

Эффективность алгоритмов обнаружения разладки (12) для последовательности СШП КРС с плотностью вероятности оценки начальной фазы (9) и для последовательности узкополосных радиосигналов с плотностью вероятности (16) практически совпадает, что объясняется высокой степенью априорной определенности относительно неизвестных параметров в обоих алгоритмах, так как длительность при синтезе полагалась известной, а по неизвестной амплитуде выполнялась максимизация. Как показано в [4], неизвестная длительность может приводить к существенному ухудшению эффективности оценки начальной фазы СШП КРС. Следовательно, в условиях высокой априорной неопределенности или при функционировании в условиях сложной помеховой обстановки эффективность алгоритма разладки фазовой модуляции СШП КРС может оказаться ниже аналогичного алгоритма, синтезированного при выполнении условия об относительной узкополосности сигналов.

Заключение

В работе выполнен синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции при приеме последовательности СШП КРС на фоне белого гауссовского шума и проведена проверка его работоспособности с помощью статистического моделирования. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения разладки фазовой модуляции принятой последовательности СШП КРС от ОСШ и длины последовательности измеренных значений начальных фаз. Показано, что при обнаружении разладки фазовой модуляции низкого порядка требуемые значения вероятности правильного обнаружения достигаются при малых ОСШ и с увеличением порядка модуляции, а также использовании ее модификаций показатели эффективности алгоритма будут ухудшаться. Выполнено сравнение характеристик обнаружения разладки фазовой модуляции СШП КРС и узкополосных радиосигналов.

Синтезированный алгоритм может быть адаптирован для обнаружения разладки более сложных видов амплитудно-фазовой модуляции. Внедрение представленного алгоритма в радиотехнических при-

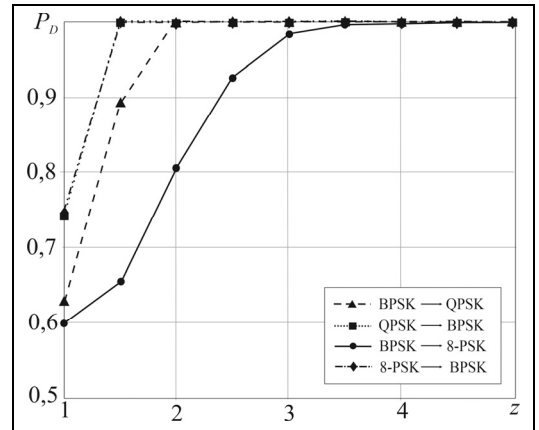


Рис. 1. Графики зависимостей вероятности правильного обнаружения от ОСШ

Fig. 1. Dependence of the probability of detection on the SNR

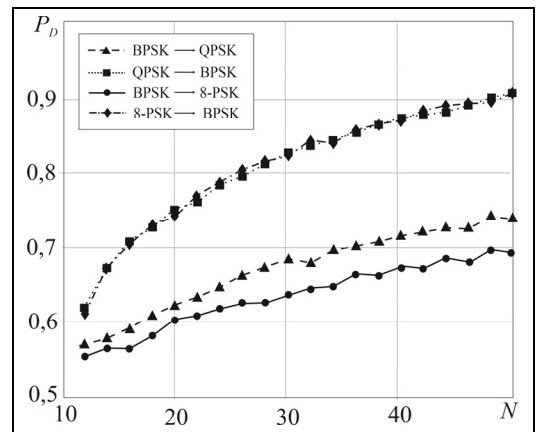


Рис. 2. Графики зависимостей вероятности правильного обнаружения от длины последовательности принятых сигналов

Fig. 1. Dependence of the probability of detection on the length of the sequence of received signals

ложениях позволит оптимизировать алгоритмы синхронизации и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах.

Список источников

1. Ван Трис. Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио. 1972. 744 с.
2. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. М.: Издательство иностранной литературы. 1963. 432 с.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь. 1983. 220 с.
4. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. Воронеж: Издательский дом ВГУ. 2019. 128 с.
5. Nezami M. K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers. 2003. 513 p.
6. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. 510 p.
7. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. 510 p.
8. Калашиников К.С., Марчук П.А., Фаульгабер А.Н. К вопросу о способах различения вида модуляции сигнала // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2019. 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. V. 2. P. 431–436.
11. Bari M., Doroslovački M. Quickness of the instantaneous frequency based classifier distinguishing BFSK from QAM and PSK modulations // 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA. 2013. P. 836–840.
12. Yang Z. et al. Unsupervised Neural Network for Modulation Format Discrimination and Identification // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 70077–70087.
13. Bari M., Doroslovački M. Order recognition of continuous-phase FSK // 2015 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove. CA. USA. 2015. P. 913–917.
14. Li Cheng, Jin liu. An Optimized Neural Network Classifier for Automatic Modulation Recognition // TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering. 2012. V. 12. № 2. P. 2047–2052.
15. 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. P. 1–6.
16. 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. P. 1483–1486. DOI: 10.1109/ICTC58733.2023.10392810.
17. Жиглявский А.А., Красовский А.Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: Изд-во Ленинградского ун-та. 1988. 224 с.
18. Korchagin Y.E., Titov K.D., Zavalishina O.N. Detection of Phase Modulation Disorder of Narrowband Radio Signals Against a Background of White Gaussian Noise // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russian Federation. 2024. P. 1–5.
19. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н. Обнаружение разладки вида фазовой модуляции узкополосных радиосигналов произвольной формы // Сб. трудов XXX Междунар. науч.-технич. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2024. Т. 1. С. 261–268.
20. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2011. Т. 54. № 4. С. 3–10
21. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио. 1978. 295 с.

Информация об авторах

Юрий Эдуардович Корчагин – д.ф.-м.н., доцент, зав. кафедрой
SPIN-код: 8129-6829; AuthorID: 123339

Константин Дмитриевич Титов – к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры
SPIN-код: 9582-0281; AuthorID: 927718

Ольга Николаевна Завалишина – аспирант
SPIN-код: 5962-2821; AuthorID: 1074021

Александр Дмитриевич Виноградов – д.т.н., профессор, гл. науч. сотрудник
SPIN-код: 6308-5074; AuthorID: 497576

Статья поступила в редакцию 22.04.2024
Одобрена после рецензирования 25.04.2024
Принята к публикации 03.06.2024

Detection of phase modulation disorder when processing a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals against a background of white Gaussian noise

Yu.E. Korchagin ¹, K.D. Titov ², O.N. Zavalishina ³, A.D. Vinogradov ⁴

¹⁻³ Voronezh State University (Voronezh, Russia)

⁴ Military Educational and Scientific Center of the Air Force Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh, Russia)

¹ korchagin@phys.vsu.ru; ² titovkd@gmail.com; ³ onzavalishina@mail.ru

Abstract

In conditions of a complex electromagnetic environment in communication and data transmission systems, a change in the type of modulation occurs when one or more signal parameters change abruptly, therefore the task of determining the type of signal modulation can be reduced to the task of detecting a disorder, that is, detecting the fact of a change in the type of modulation of the signal and estimation of the disorder time.

The purpose of the work is to synthesize an algorithm for detecting phase modulation disorder when processing a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals with unknown amplitude and initial phase against a background of white Gaussian noise and to analyze the effectiveness of the resulting algorithm based on the results of statistical modeling.

The work synthesizes an algorithm for detecting a phase modulation disorder of a received sequence of ultra-wideband quasi-radio signals against a background of white Gaussian noise. To analyze the effectiveness of the resulting algorithm, statistical modeling of algorithm for detecting a phase modulation disorder is carried out. The dependences of the probability of detection of a disorder on the signal-to-noise ratio and the length of the sequence of received signals at a fixed moment of disorder are obtained. A comparison of the detection characteristics of phase modulation disorder of ultra-wideband quasi-radio signals and narrowband radio signals is made. It is shown that when a low-order phase modulation disorder is detected, the required values of the probability of detection are achieved at low signal-to-noise ratios, while with an increase in the modulation order and the use of its modifications, the efficiency indicators of the algorithm will deteriorate. The introduction of algorithms for detecting a disorder in radio engineering applications will allow optimizing synchronization algorithms and adaptation to interference conditions with a concomitant change in the type of modulation, as well as reducing the amount of transmitted service information in telecommunication systems.

Keywords

Ultra-wideband, quasi-radio signal, disorder, maximum likelihood method, probability of detection, phase modulation

For citation

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. 2023. V. 88. № 6. P. 78–88. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202306-11> (In Russian)

References

1. Van Tris. Garri L. Teorija obnaruzhenija, ocenok i moduljacii. T. 1. Teorija obnaruzhenija, ocenok i linejnaja moduljacija: Per. s angl. Pod red. prof. V.I. Tihonova. M.: Sovetskoe radio. 1972. 744 s. (In Russian).
2. Helstrom K. Statisticheskaja teorija obnaruzhenija signalov. M.: Izdatel'stvo inostrannoj literatury. 1963. 432 s. (In Russian).
3. Tihonov V.I. Optimal'nyj priem signalov. M.: Radio i svjaz'. 1983. 220 s. (In Russian).
4. Korchagin Ju.Je., Titov K.D. Sintez i analiz algoritmov obrabotki sverhshirokopolosnyh kvaziradiosignalov. Voronezh: Izdatel'skij dom VGU. 2019. 128 s. (In Russian).
5. Nezami M. K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers. 2003. 513 p.
6. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. 510 p.
7. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. 510 p.
8. Kalashnikov K.S., Marchuk P.A., Faul'gaber A.N. K voprosu o sposobah razlichenija vida moduljacii signala. Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Serija: Fizika. Matematika. 2019. S. 31–38 (In Russian).
9. Adzhemov S.S., Klenov N.V., Tereshonok M.V., Chirov D.S. Metody raspoznavanija vidov cifrovoj moduljacii signalov v kognitivnyh radiosistemah. VMU. Fizika. Astronomija. 2015. № 6. S. 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. V. 2. P. 431–436.
11. Bari M., Doroslovački M. Quickness of the instantaneous frequency based classifier distinguishing BFSK from QAM and PSK modulations. 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA. 2013. P. 836–840.
12. Yang Z. et al. Unsupervised Neural Network for Modulation Format Discrimination and Identification. IEEE Access. 2019. V. 7. P. 70077–70087.
13. Bari M., Doroslovački M. Order recognition of continuous-phase FSK. 2015 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove. CA. USA. 2015. P. 913–917.

14. Li Cheng, Jin liu. An Optimized Neural Network Classifier for Automatic Modulation Recognition. TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering. 2012. V. 12. № 2. P. 2047–2052.
15. 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. P. 1–6.
16. 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. P. 1483–1486. DOI: 10.1109/ICTC58733.2023.10392810.
17. Zhigljavskij A.A., Krasovskij A.E. Obnaruzhenie razladki sluchajnyh processov v zadachah radiotekhniki. L.: Izd-vo Leningradskogo un-ta. 1988. 224 s. (In Russian).
18. Korchagin Y.E., Titov K.D., Zavalishina O.N. Detection of Phase Modulation Disorder of Narrowband Radio Signals Against a Background of White Gaussian Noise. 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russian Federation. 2024. P. 1–5.
19. Korchagin Ju.Je., Titov K.D., Zavalishina O.N. Obnaruzhenie razladki vida fazovoj moduljacji uzkopolosnyh radiosignalov proizvol'noj formy. Sb. trudov XXX Mezhdunar. nauch.-tehnic. konf. «Radiolokacija, navigacija, svjaz'». 2024. T. 1. S. 261–268 (In Russian).
20. Trifonov A.P., Rudnev P.E. Harakteristiki ocenki fazy sverhshirokopolosnogo kvaziradiosignala. Izvestija vuzov. Ser. Radioelektronika. 2011. T. 54. № 4. S. 3–10 (In Russian).
21. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Ocenka parametrov signalov na fone pomeh. M.: Sovetskoe radio. 1978. 295 s. (In Russian).

Information about the authors

Yury E. Korchagin – Dr.Sc. (Phys.-Math.), Head of the Department

Konstantin D. Titov – Ph.D. (Phys.-Math.), Associate of the Department

Olga N. Zavalishina – Post-graduate Student

Alexander D. Vinogradov – Dr.Sc. (Eng.), Professor, Chief Research Scientist

The article was submitted 22.04.2024

Approved after reviewing 25.04.2024

Accepted for publication 03.06.2024

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

В Издательстве «Радиотехника» вы можете приобрести книгу

Нахмансон Г.С.

Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов

ISBN 978-5-93108-090-1

На основе единого подхода оценивается эффективность определения местоположения лоцируемых движущихся объектов в радиолокационных системах с фазированными антенными решетками и когерентных многопозиционных измерительных системах (КМИС) с большой базой. Предложены новые модели принимаемых пространственно-временных широкополосных сигналов, отраженных от движущихся целей, учитывающие трансформацию временных масштабов их огибающих. Синтезированы оптимальные алгоритмы обработки принимаемых сигналов на фоне внутренних шумов аппаратуры и помех, создаваемых внешними движущимися источниками, при оценивании координат и параметров движения целей. Проведен анализ эффективности определения местоположения лоцируемых объектов при оптимальной и квазиоптимальной обработке принимаемых сигналов. Определены условия, при которых неучет широкополосных свойств сигналов может приводить к существенной потере в точности оценивания параметров. Полученные результаты обобщены на КМИС с многопозиционным излучением.

Для научных работников и инженеров, работающих в области радиолокации и смежных областях (гидролокация, траекторные измерения, радионавигация и т.д.), а также для аспирантов и студентов соответствующих специальностей.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.

Тел./факс: (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37