ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №11, 2024

DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.16

УДК: 621.396

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ДЛИТЕЛЬНОСТЯМИ

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

Воронежский государственный университет
394018, Воронеж, Университетская пл., д. 1

Статья поступила в редакцию 6 августа 2024 г.

Аннотация. В работе выполнен синтез квазиправдоподобного алгоритма оценки частоты когерентной последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов с неизвестной длительностью на фоне белого гауссовского шума. При синтезе алгоритма оценки частоты вместо неизвестной длительности использовалось некоторое её ожидаемое значение. Получены аналитические выражения для статистических характеристик оценки частоты последовательности квазирадиосигналов в зависимости от параметра расстройки по длительности импульсов. В частности, получена зависимость дисперсии оценки частоты последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов от отношения сигнал/шум при различных значениях расстройки по длительности и числа импульсов последовательности. Установлено, что смещение оценки частоты не зависит от числа импульсов в последовательности, а при больших значениях параметра узкополосности смещение оценки частоты отсутствует. Показано, что расстройка по длительности оказывает существенное влияние на характеристики оценки частоты последовательности сверхширокополосного квазирадиосигнала, при этом при больших значениях параметра узкополосности полученные выражения совпадают с известными выражениями для дисперсии и смещения оценки частоты последовательности узкополосных радиосигналов.

Ключевые слова: последовательность, сверхширокополосный, квазирадиосигнал, квазиправдоподобный, оценка, частота, длительность, характеристики оценки.

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

Автор для переписки: Титов Константин Дмитриевич, titovkd@gmail.com

Введение

В современных системах радиолокации, радионавигации, позиционирования, радиосвязи и т.п. широко используются последовательности импульсов, для приема которых требуется разрабатывать соответствующие алгоритмы обработки таких сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности и влияния различного рода помех. При этом все больший практический интерес вызывают системы, использующие последовательности сверхширокополосных (СШП) сигналов [1-5].

Хотя количество научных публикаций, посвящённых синтезу и анализу алгоритмов обработки СШП сигналов, достаточно велико, к настоящему времени наиболее широкое применение получили два класса СШП сигналов: импульсные СШП сигналы (UWB IR, Ultra-wideband Impulse Radio) и на основе несущей (MC-UWB, Multicarrier Ultra-wideband). В данной работе рассмотрена модель СШП квазирадиосигналов (КРС), в которой отсутствуют недостатки присущие UWB IR, и она технически более простая чем MC-UWB. Такой класс СШП сигналов позволяет описывать как узкополосные, так и широкополосные сигналы, однако при этом требуется синтез новых алгоритмов обработки, которые отличаются как от аналогичных алгоритмов, разработанных для узкополосных сигналов, так и от алгоритмов, синтезированных для сверхкоротких импульсов.

Авторами получены алгоритмы обнаружения, оценки амплитуды, времени прихода и длительности последовательности СШП КРС в условиях параметрической неопределенности на фоне шума и/или помех [6-8]. Однако во многих радиофизических приложениях, таких как беспроводная связь, акустическая навигация и локация, радиолокационное обнаружение и определение дальности, резонансное зондирование, необходимо осуществлять оценку частоты последовательности импульсов [9-13]. Алгоритм оценки частоты одиночного СШП КРС с неизвестными амплитудой, начальной фазой и известной длительностью исследован в статье [14], где найдены предельные при больших отношениях сигнал/шум (ОСШ) характеристики оценки частоты.

Задача оценки частоты последовательности СШП сигналов с неизвестной длительностью крайне актуальна для задач обнаружения и идентификации скрытых объектов (получения их радиоизображений). Сложение гауссовских импульсов пико- и субнаносекундной длительностей с контролируемой шириной спектра и задержками позволяет осуществлять адаптацию спектральных характеристик формируемого сигнала под лоцируемую среду. Совокупность таких импульсов наиболее близко описывается именно моделью СШП КРС, а использование пачек (последовательностей) импульсов позволяет увеличить энергетику локатора. При этом, в задачах ближней радиолокации часто используются сигналы с частотной модуляцией, параметры которой подлежат оценке при обработке принятого сигнала [13]. В работе [15] синтезирован квазиправдоподобный алгоритм оценки частоты одиночного СШП КРС с неизвестной длительностью. Однако в существующей литературе отсутствуют алгоритмы оценки частоты последовательности СШП КРС в условиях априорной неопределенности. В связи с этим в данной работе рассмотрен квазиправдоподобный алгоритм оценки частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью, наблюдаемой на фоне белого шума.

Рассмотрим задачу оценки частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью в случае приема сигналов по различным каналам передачи, разнесенным во времени. Будем полагать что наблюдаемая последовательность является когерентной, то есть частота и длительность одинаковые для каждого импульса последовательности. Пусть каждый k-ый импульс последовательности наблюдается на фоне белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 в течение интервала времени $t \in [0, T]$. Запишем наблюдаемую реализацию аддитивной смеси полезного СШП КРС и шума $n(t)$ в виде последовательности принятых реализаций $\xi(t) = \sum_{k=0}^{\nu-1} \xi_k(t) = \sum_{k=0}^{\nu-1} \xi(t - kT_0)$, где

$$\xi_k(t) = s_k\left(t, \omega_0, \tau_0\right) + n_k(t), \tag{1}$$

ω_0, τ_0 – истинные значения частоты и длительности, одинаковые для всех импульсов последовательности, T_0 – период повторения импульсов, ν – количество импульсов в последовательности, $k = \overline{0, \nu - 1}$.

Последовательность СШП КРС произвольной формы можно представить в виде [6-8]

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\nu-1} s_k\left(t, \omega, \tau\right),$$

где каждый импульс определяется выражением

$$s_k\left(t, \omega, \tau\right) = \begin{cases} a\, f(t) \cos\left(\omega t - \varphi\right), & 0 \le t \le \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau, \end{cases} \tag{2}$$

a, φ, ω и τ – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность СШП КРС соответственно, одинаковые для всех импульсов последовательности, а $f(t)$ – модулирующая функция, описывающая форму сигнала. Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω сигнала (2) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega << \omega, \tag{3}$$

то сигнал (2) является узкополосным радиосигналом, а $f(t)$ является его огибающей. Если условие (3) не выполняется, то формула (2) описывает СШП КРС.

На основе наблюдаемой реализации (1) сформируем оценку частоты последовательности СШП КРС, при этом длительность τ будем считать неинформативным параметром, в оценке которого нет необходимости.

Для преодоления априорной параметрической неопределенности выполним синтез квазиправдоподобного (КП) алгоритма, в котором оценка частоты выполняется с использованием некоторого ожидаемого значения длительности из области возможных значений. Как правило, при таком алгоритме возникает расстройка по длительности вследствие отличия предполагаемого значения от истинного, что приводит к снижению эффективности функционирования измерителя частоты, и влияние которой необходимо учитывать при синтезе устройства измерения параметров сигнала.

1. Синтез квазиправдоподобного алгоритма оценки частоты последовательности СШП КРС

Выполним синтез алгоритма оценки частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью, используя метод максимального правдоподобия (МП). Согласно этому методу необходимо сформировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП), который для последовательности импульсов можем записать как [6-8]

$$L(\omega,\tau)=\frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{\nu-1}\int_0^T \xi_k(t)s_k(t,\omega,\tau)dt-\frac{1}{N_0}\sum_{k=0}^{\nu-1}\int_0^T s_k{}^2(t,\omega,\tau)dt. \qquad (4)$$

Подставив в выражение (4) формулу (2), запишем ЛФОП в виде

$$L(\omega,\tau)=\frac{2a}{N_0}\sum_{k=0}^{\nu-1}\int_0^T \xi_k(t)\; f(t)\cos(\omega t-\varphi)dt-\frac{a^2}{N_0}\sum_{k=0}^{\nu-1}\int_0^T f^2(t)\cos^2(\omega t-\varphi)dt. \qquad (5)$$

Вместо неизвестной длительности в выражении (5) будем использовать некоторое её ожидаемое значение τ^* из области возможных значений $\left[T_1,T_2\right]$. Выполнив ряд математических преобразований, ЛФОП можем переписать в следующем виде

$$\begin{gathered}L(\omega,\tau^*)=a\sum_{k=0}^{\nu-1}\left[X_k\left(\omega,\tau^*\right)\cos\varphi+Y_k\left(\omega,\tau^*\right)\sin\varphi\right]-\\-\frac{a^2\nu}{2}Q\left(\tau^*\right)+P_c\left(\omega,\tau^*\right)\cos 2\varphi+P_s\left(\omega,\tau^*\right)\sin 2\varphi,\end{gathered} \qquad (6)$$

где

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

$$Q\left(\tau^*\right)=\frac{1}{N_0}\int_0^{\tau^*}f^2(t)dt, \tag{7}$$

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

Для краткости далее будем обозначать $X_k=X_k\left(\omega,\tau^*\right)$, $Y_k=Y_k\left(\omega,\tau^*\right)$, $Q=Q\left(\tau^*\right)$, $P_c=P_c\left(\omega,\tau^*\right)$ и $P_s=P_s\left(\omega,\tau^*\right)$.

Тогда КП оценка частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью определяется выражением

$$\hat{\omega}=\arg\sup_{\omega}L(\omega),\ \ L(\omega)=L(\omega,\tau^*) \tag{8}$$

или из уравнения правдоподобия

$$\left[\frac{dL(\omega)}{d\omega}\right]_{\hat{\omega}}=0 \quad \text{при} \quad \left[\frac{d^2L(\omega)}{d\omega^2}\right]_{\hat{\omega}}<0. \tag{9}$$

На рис. 1 представлена блок-схема КП измерителя частоты последовательности СШП КРС с неизвестными длительностями, где обозначено: ЛЗ – линия задержки с ν отводами через время T_0; И – интеграторы, работающие на интервале $[0,\tau^*]$, $\tau^*\in\left[T_1,T_2\right]$; Э – экстрематор, осуществляющий поиск абсолютного максимума входного сигнала на интервале времени $\left[T_1,T_2\right]$.

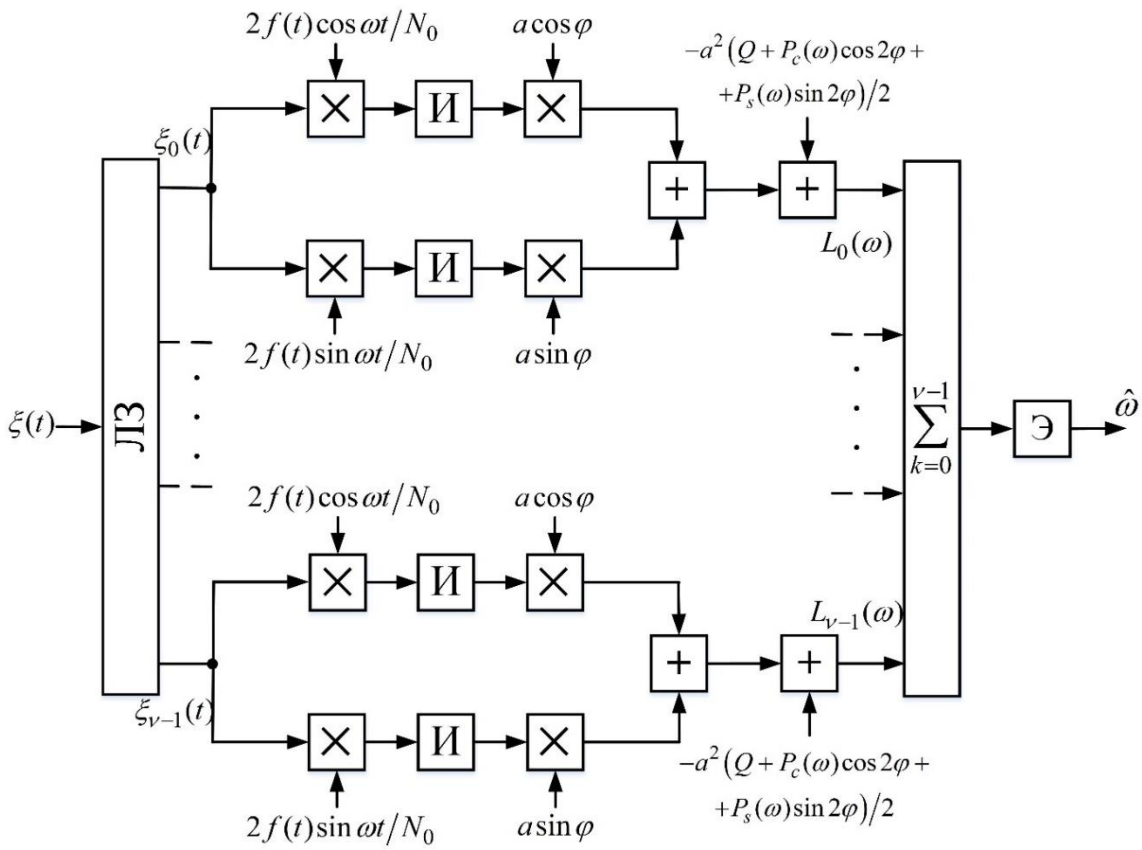

Рис. 1. Блок-схема КП измерителя частоты последовательности СШП КРС.

2. Анализ квазиправдоподобного алгоритма оценки частоты последовательности СШП КРС

Выполним анализ КП алгоритма оценки частоты (8). Для этого необходимо найти статистические характеристики случайного процесса $L(\omega)$ (6). Подставив наблюдаемую реализацию (1) в выражения (7), получим квадратурные компоненты для каждого импульса последовательности в виде

$$X_k = S_{Xk} + N_{Xk}, \qquad Y_k = S_{Yk} + N_{Yk}, \tag{10}$$

где

$$S_{Xk} = \frac{2a}{N_0}\int_0^{\min\left(\tau^*,\tau_0\right)} f^2(t)\cos(\omega_0 t-\varphi)\cos\omega t dt =$$

$$= a\left\{\left[V_{c+}\left(\omega,\omega_0\right)+V_{c-}\left(\omega,\omega_0\right)\right]\cos\varphi+\left[V_{s+}\left(\omega,\omega_0\right)-V_{s-}\left(\omega,\omega_0\right)\right]\sin\varphi\right\},$$

$$S_{Yk} = \frac{2a}{N_0}\int_0^{\min\left(\tau^*,\tau_0\right)} f^2(t)\cos(\omega_0 t-\varphi)\sin\omega t dt =$$

$$= a\left\{\left[V_{s+}\left(\omega,\omega_0\right)+V_{s-}\left(\omega,\omega_0\right)\right]\cos\varphi+\left[V_{c-}\left(\omega,\omega_0\right)-V_{c+}\left(\omega,\omega_0\right)\right]\sin\varphi\right\}$$

– детерминированные составляющие,

$$N_{Xk} = \frac{2}{N_0}\int_0^{\tau^*} n_k(t)\, f(t)\cos\omega t dt, \quad N_{Yk} = \frac{2}{N_0}\int_0^{\tau^*} n_k(t)\, f(t)\sin\omega t dt$$

– случайные составляющие квадратурных компонент X_k и Y_k,

$$V_{c\pm}(\omega,\omega_0) = \frac{1}{N_0}\int_0^{\min\left(\tau^*,\tau_0\right)} f^2(t)\cos\left((\omega \pm \omega_0)t\right)dt,$$

$$V_{s\pm}(\omega,\omega_0) = \frac{1}{N_0}\int_0^{\min\left(\tau^*,\tau_0\right)} f^2(t)\sin\left((\omega \pm \omega_0)t\right)dt.$$

Тогда с учётом выражений (10) случайный процесс $L(\omega) = \sum_{k=0}^{\nu-1} L_k(\omega)$ (6)

представим как

$$L(\omega) = S(\omega) + N(\omega) \text{ или } \sum_{k=0}^{\nu-1} L_k(\omega) = \sum_{k=0}^{\nu-1}\left(S_k(\omega) + N_k(\omega)\right), \tag{11}$$

где

$$S(\omega) = \sum_{k=0}^{\nu-1} S_k(\omega) = \nu\left(S_k(\omega,\omega_0) - \frac{a^2}{2}\left(Q + P_c\cos 2\varphi + P_s\sin 2\varphi\right)\right) \tag{12}$$

– сигнальная составляющая ЛФОП,

$$S_k(\omega,\omega_0) = a^2\left[V_{c-}(\omega,\omega_0) + V_{c+}(\omega,\omega_0)\cos 2\varphi + V_{s+}(\omega,\omega_0)\sin 2\varphi\right]$$

– сигнальная функция,

$$N(\omega) = \sum_{k=0}^{\nu-1} N_k(\omega) = \sum_{k=0}^{\nu-1} a\left(N_{Xk}\cos\varphi + N_{Yk}\sin\varphi\right)$$

– шумовая составляющая ЛФОП.

Случайная составляющая на выходе приёмного устройства представляет собой гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием $\left\langle N(\omega)\right\rangle = 0$. Выполняя усреднение случайного процесса $L(\omega)$ (11), находим его математическое ожидание

$$m = \left\langle L(\omega)\right\rangle = \sum_{k=0}^{\nu-1} S_k(\omega) = \nu\left(S_k(\omega,\omega_0) - \frac{a^2}{2}\left(Q + P_c\cos 2\varphi + P_s\sin 2\varphi\right)\right),$$

дисперсию

$$\sigma_k{}^2 = \left\langle\left[L(\omega) - \left\langle L(\omega)\right\rangle\right]\left[L(\omega) - \left\langle L(\omega)\right\rangle\right]\right\rangle = a^2\nu\left(Q + P_c\cos 2\varphi + P_s\sin 2\varphi\right)$$

и функцию корреляции

$$\begin{aligned} K(\omega_1,\omega_2) &= \left\langle \left[L(\omega_1) - \left\langle L(\omega_1) \right\rangle \right] \left[L(\omega_2) - \left\langle L(\omega_2) \right\rangle \right] \right\rangle = \left\langle N(\omega_1) N(\omega_2) \right\rangle = \\ &= a^2 \nu \left[U_{c-}(\omega_1,\omega_2) + U_{c+}(\omega_1,\omega_2) \cos 2\varphi + U_{s+}(\omega_1,\omega_2) \sin 2\varphi \right], \end{aligned} \tag{13}$$

где

$$U_{c\pm}(\omega_1,\omega_2) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau^*} f^2(t) \cos\left((\omega_2 \pm \omega_1) t \right) dt,$$

$$U_{s+}(\omega_1,\omega_2) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau^*} f^2(t) \sin\left((\omega_1 + \omega_2) t \right) dt.$$

Обозначим $\tilde{\omega} = \arg\sup S(\omega)$ – положение максимума сигнальной составляющей (12), обусловленное выбором некоторого ожидаемого значения длительности τ^*. Будем полагать, что оценка частоты выполняется при больших значениях ОСШ

$$z^2 = \left[\frac{S^2(\omega)}{K(\omega,\omega)} \right]_{\tilde{\omega}} >> 1, \tag{14}$$

и является состоятельной (выполняется условие состоятельности при $\tilde{\omega} = \omega_0$) [15].

Полагая, что значение $\tilde{\omega}$ лежит близко от истинного значения ω_0, получим приближённое значение отклонения положения максимума сигнальной функции, обусловленного расстройкой по длительности, от положения максимума, соответствующего истинному значению длительности. Для этого разложим сигнальную функцию (12) в ряд Тейлора в окрестности ω_0, ограничившись членами второй производной. Тогда аналогично работам [9, 15] воспользуемся методом малого параметра, в качестве которого примем величину, обратную ОСШ (14) $\varepsilon = 1/z$ [9] для приближенного решения уравнения правдоподобия (8) в виде

$$\left[\frac{d\hat{S}(\omega)}{d\omega} + \varepsilon \frac{d\hat{N}(\omega)}{d\omega} \right]_{\hat{\omega}} = 0,$$

а его решение будем искать в виде ряда по степеням ε

$$\hat{\omega} = \tilde{\omega} + \varepsilon \omega_1 + \varepsilon^2 \omega_2 + \varepsilon^3 \omega_3 + \ldots$$

В результате получим уравнения, определяющие несколько первых приближений значений оценки частоты ω_1, ω_2 и ω_3

$$\omega_1 = -\frac{n_1}{s_2},\ \omega_2 = -\frac{n_2\omega_1 + s_3\omega_1^2/2}{s_2},\ \omega_3 = -\frac{n_2\omega_2 + n_3\omega_1^2/2}{\omega_3},$$

где $s_i = \left[\dfrac{d^i\hat{S}(\omega)}{d\omega^i}\right]_{\tilde{\omega}}$, $n_i = \left[\dfrac{d^i\hat{N}(\omega)}{d\omega^i}\right]_{\tilde{\omega}}$, $\hat{S}(\omega) = S(\omega)/z^2$, $\hat{N}(\omega) = N(\omega)/z$ – нормированные сигнальные и помеховые составляющие ЛФОП.

Для нахождения характеристик оценки частоты воспользуемся только первым приближением ω_1. Тогда выражения для смещения и дисперсии оценки частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью можно представить в виде

$$b(\hat{\omega}|\omega_0) = \langle \hat{\omega} - \omega_0 \rangle = \langle (\hat{\omega} - \tilde{\omega}) + (\tilde{\omega} - \omega_0) \rangle = \tilde{\omega} - \omega_0, \tag{15}$$

$$D(\hat{\omega}|\omega_0) = \langle \hat{\omega}^2 \rangle - \langle \hat{\omega} \rangle^2 = \varepsilon^2 \left(\langle \omega_1^2 \rangle - \langle \omega_1 \rangle^2 \right), \tag{16}$$

где $\langle \hat{\omega} - \tilde{\omega} \rangle = 0$, поскольку значение оценки $\hat{\omega}$ является случайной величиной. Вычислив моменты первого приближения ω_1, в результате получим, что КП оценка частоты последовательности СШП КРС может оказаться смещённой, где смещение оценки определяется выражением (15).

Подставляя в выражение (8) нормированные сигнальную и помеховую составляющие и найдя первое приближение ω_1, формулу для дисперсии оценки (16) аналогично [9, 15] можно записать как

$$D(\hat{\omega}|\omega_0) = \left\{ \frac{d^2K(\omega_1,\omega_2)}{d\omega_1 d\omega_2} \Big/ \left[\frac{d^2S(\omega_1,\omega_2)}{d\omega_1 d\omega_2} \right]^2 \right\}_{\tilde{\omega}}. \tag{17}$$

С учетом выражений (12), (13) характеристики оценки частоты последовательности СШП КРС приобретают вид

$$\begin{aligned} b(\hat{\omega}|\omega_0) = -\Big\{ \Big[\big(V'_{c-}(\omega,\omega_0) + V'_{c+}(\omega,\omega_0)\cos 2\varphi + V'_{s+}(\omega,\omega_0)\sin 2\varphi \big) - \\ - \frac{a^2}{2}\big(P'_c \cos 2\varphi + P'_s \sin 2\varphi \big) \Big] \Big/ \Big[\big(V''_{c-}(\omega,\omega_0) + V''_{c+}(\omega,\omega_0)\cos 2\varphi + \\ + V''_{s+}(\omega,\omega_0)\sin 2\varphi \big) - \frac{a^2}{2}\big(P''_c \cos 2\varphi + P''_s \sin 2\varphi \big) \Big] \Big\}_{\tilde{\omega}}, \end{aligned} \tag{18}$$

$$D\left(\hat{\omega}\middle|\omega_0\right)=\left\{\frac{a^2\nu\left(U''_{c-}\left(\omega_1,\omega_2\right)+U''_{c+}\left(\omega_1,\omega_2\right)\cos 2\varphi+U''_{s+}\left(\omega_1,\omega_2\right)\sin 2\varphi\right)}{\left[a^2\nu\left(V''_{c-}\left(\omega_1,\omega_2\right)+V''_{c+}\left(\omega_1,\omega_2\right)\cos 2\varphi+V''_{s+}\left(\omega_1,\omega_2\right)\sin 2\varphi\right)\right]^2}\right\}_{\tilde{\omega}}. \quad (19)$$

На рис. 2 представлена зависимость нормированной дисперсии оценки частоты $\tilde{D}=D\left(\hat{\omega}\middle|\omega_0\right)/\omega_0^2$ (19) последовательности СШП КРС от ОСШ z (14) для различных значений числа импульсов в последовательности. Черные кривые построены при отсутствии расстройки по длительности, а серые кривые – при ее наличии ($\Delta_\tau=0,75$). Зависимости получены при $\varphi=0$, $\kappa_0=3$ и $\Delta_\omega=\tilde{\omega}/\omega_0=1$.

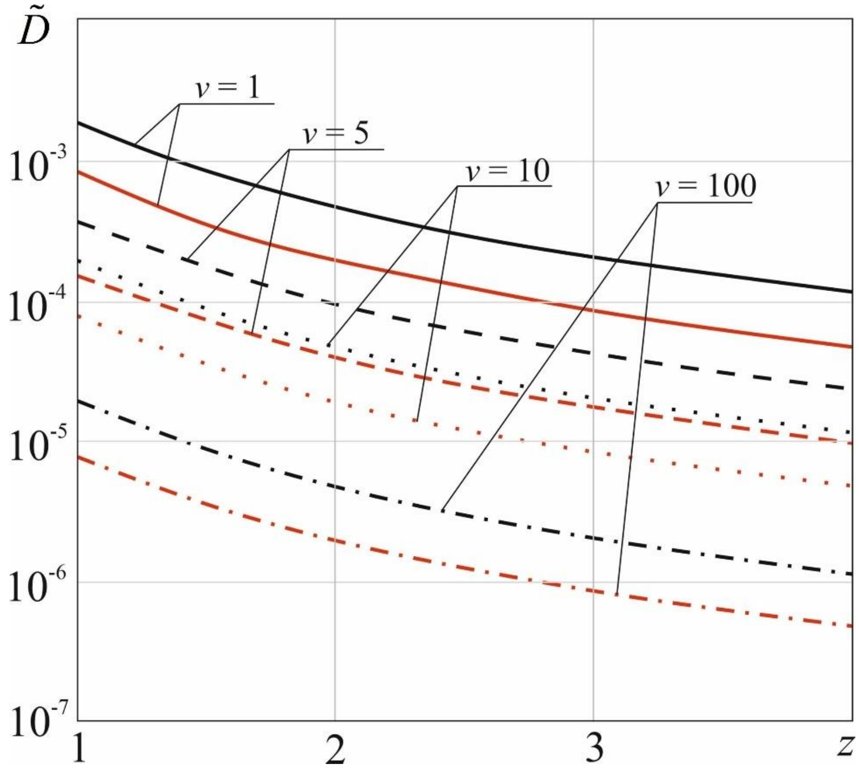

Рис. 2. Зависимость нормированной дисперсии оценки частоты от ОСШ при наличии и отсутствии расстройки по длительности.

Из рис. 2 видно, что расстройка по длительности оказывает существенное влияние на эффективность оценки частоты последовательности СШП КРС (с ростом расстройки увеличивается дисперсия оценки приблизительно в 3 раза при любых значениях ОСШ). Также из рисунка можно сделать вывод, что увеличение количества импульсов в последовательности приводит к уменьшению дисперсии оценки частоты, при этом из выражения (18) видно, что смещение оценки частоты от количества импульсов не зависит. Количество импульсов в последовательности обратно пропорционально нормированной дисперсии, т.е. увеличение количества импульсов в 10 раз приблизительно на порядок снижает дисперсию оценки частоты последовательности. При этом зависимость имеет линейный характер и оптимальное количество импульсов в последовательности будет определяться исходя из компромисса между сложностью/быстродействием и требуемой точностью разрабатываемого устройства, которые возможно оценить по рисунку 2.

Если в выражении (19) положить параметр узкополосности $\kappa_i = \omega_i \tau_0 / 2\pi$, $i = 1, 2$, равным бесконечности ($\kappa_i \to \infty$), то полученное выражение для дисперсии оценки частоты одиночного СШП КРС полностью совпадет с формулой $D\left(\hat{\omega} \middle| \omega_0\right) = 3 / z^2 \tau_0^2$, представленной в работе [10] для узкополосного радиосигнала.

Заключение

В статье выполнен синтез алгоритма оценки частоты последовательности СШП КРС с неизвестной длительностью, наблюдаемой на фоне белого гауссовского шума. Показано, что расстройка по длительности оказывает существенное влияние на эффективность полученного алгоритма. Исследование показало, что с ростом числа импульсов в последовательности уменьшается дисперсия оценки частоты, при этом смещение оценки частоты от числа импульсов последовательности не зависит. Также установлено, что полученное выражение для дисперсии оценки частоты последовательности СШП КРС справедливо для оценки эффективности измерения частоты последовательности узкополосных радиосигналов.

Полученные результаты могут быть использованы для повышения эффективности функционирования существующих систем связи и передачи данных, а также при проектировании новых систем телекоммуникаций радиолокации, подповерхностного, дистанционного зондирования и др.

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

Литература

1. Колокольцев Е.А., Мякиньков А.В., Андриянов А.В. Использование сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения в просветной РЛС для периметровой охраны. *Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь»*. 2017. Т.3. С. 883-893.
2. Трифонов А.П., Беспалова М.Б., Трифонов П.А., Гущин И.В. Квазиправдоподобная оценка временных параметров последовательности сверхширокополосных сигналов неизвестной формы при воздействии узкополосных помех. *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.* 2016. №3. Т.59. С. 30-39. https://doi.org/10.3103/S0735272716030031
3. Разиньков С.Н. Точность местоопределения излучателей последовательностей сверхширокополосных импульсов в триангуляционных системах. *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2015. №1. Т.18. С. 55-59.
4. Радченко Ю.С., Сохнышев С.В. Пространственно-временная обработка сверхширокополосных импульсных последовательностей. *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника.* 20073 №2. С. 19-28.
5. Афанасьев О.В., Разиньков С.Н. Среднеквадратическая ошибка пеленгования источников сверхширокополосных сигналов при пространственной режекции узкополосных помех. *Антенны*. 2014. №5. С.14-18.
6. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Обнаружение последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне шума. *Известия вузов. Радиофизика*. 2020. №7. Т.63. С. 619-632. https://doi.org/10.1007/s11141-021-10079-7
7. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Головацкая Е.Э. Патент № 2797027 C1 РФ. Устройство измерения времени прихода и длительности некогерентной последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов произвольной формы: заявл. 02.11.2022: опубл. 31.05.2023.

8. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н. Оценка амплитуды последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов. *Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь»*. 2022. Т.2. С. 234-242.
9. Куликов Е.И., Трифонов А.П. *Оценка параметров сигналов на фоне помех*. Москва, Советское радио, 1978. 296 с.
10. Нечаев Е.П., Корчагин Ю.Э. Эффективность совместных оценок длительности и доплеровского сдвига частоты сигнала. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 1996. Т.39. №1. С.68-71.
11. Семенов К.В., Старицин С.С., Абакумов А.Н., Житков И.В. Влияние ошибки оценивания несущей частоты на качество приема сигналов с OFDM-модуляцией. // Журнал радиоэлектроники. 2021. №10. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.4
12. Струнин В.И., Батырев И.А. Алгоритм захвата частотного положения OFDM-сигнала. *Вестн. Ом. унта*. 2018. Т.23. №4. С.64-69. https://doi.org/10.25513/1812-3996.2018.23(4).64-69
13. Ронкин М.В., Калмыков А.А., Хрестина Е.И. Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих. *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. 2015. №1. С.48-52.
14. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Эффективность оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2011. Т.54. №6. С.3-10.
15. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н. Квазиправдоподобный алгоритм оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длительностью. // Журнал радиоэлектроники. 2023. №8. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.8.9

Для цитирования:

Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н. Характеристики оценки частоты последовательности сверхширокополосных сигналов с неизвестными длительностями. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 11. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.16