

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.12>

УДК: 621.396, 621.396

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОЦЕНКА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ВРЕМЕННЫМИ ОКНАМИ

В. И. Калинин, О. А. Бышевский-Конопко

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
РАН, 141120, Московская область, Фрязино, пл. академика Введенского, 1.

Статья поступила в редакцию 10 августа 2021 г.

Аннотация. Рассмотрена автокорреляционная шумовая система радиосвязи с расширением спектра на основе относительного метода передачи информации. В передатчике производится суперпозиция опорного шумового сигнала и задержанного информационного шумового сигнала, который модулируется по знаку противоположными информационными символами. В процессе формирования сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов применяются цифровые полосно-пропускающие фильтры с конечной импульсной характеристикой. Проведен статистический анализ спектральных и корреляционных оценок при передаче цифровых данных в канале с аддитивным гауссовским белым шумом. Показана возможность уменьшения случайных искажений корреляционного эффекта в приемнике системы радиосвязи на основе несущих шумовых сигналов с временными окнами.

Ключевые слова: шумовая радиосвязь, расширение спектра, временные окна, спектральная модуляция, корреляционные оценки, искажения.

Abstract. Wireless noise communication system based on the transmitted reference technique (TRT) is proposed for a covert data transmission through additive white Gaussian noise (AGWN) channel. Noise waveforms with the time windows are formed for data transmission using (3.1–4.1) GHz band-pass filters with symmetrical finite impulse response (FIR). FIR filter design includes the specification of the rectangular frequency response and the selection of appropriate window functions, which satisfy

pass-band and attenuation specifications. Spread spectrum noise communications apply the time diversity between the noise reference and informative noise carriers delayed at the time interval $T = 6 \text{ ns}$ exceeding the noise coherent time $\tau_c = 1 \text{ ns}$. The delayed noise carriers are multiplied by antipodal binary symbols $b_l = \pm 1$ at the same rate to informative data stream. The delivered noise reference is transmitted through wireless channel simultaneously with delayed noise waveforms contained informative components. Spectrum modulation of transmitted waveforms is performed by means of linear superposition between the noise reference and informative noise carriers delayed at time interval T . Spectral power density of result noise signals is modulated by antipodal harmonic functions with the period in inverse proportion to relative time delay T . The coherent convolution of continuous noise signals is produced by the correlation receiver during every informative symbol interval. The correlation time delay in the receiver channel corresponds to the diversity time delay T of informative noise signals. The correlation estimation problem appears in the case of data transmitting on the base of continuous noise carriers. Correlation estimations are statistical evaluated for total noise signals propagating through AGWN channel. Intersystem jamming is excited at the output of correlation receiver even if noise informative carriers are transmitted over a wireless channel without thermal noise. Autocorrelation receiver output is randomly deviated near the average value according to informative data rate. Window method is proposed for a digital compensation of random distortions in correlation estimations. It is shown, that utilizing continuously noise signals with the time windows permits to decrease randomly fluctuations of correlation estimations.

Key words: noise communications, spread spectrum, window method, spectrum modulation, correlation evaluation, estimation distortion.

Введение

Инфокоммуникационные системы используют технологии расширения спектра для повышения помехоустойчивости при передаче дискретной информации с высокой скоростью в каналах, подверженных воздействию

внешних помех [1–5]. Шумовые системы радиосвязи с прямым расширением спектра обладают скрытной передачей конфиденциальной информации в беспроводных каналах со сложными условиями распространения [6–11].

Сверхширокополосные (СШП) шумовые системы радиосвязи используют относительные методы передачи (Transmitted Reference Technique) так, что в канал радиосвязи одновременно поступают информационный и опорный шумовые сигналы с разделением во времени, по частотному спектру, или по ортогональным поляризациям [7–9, 12, 13]. В шумовых системах с разделением сигналов во времени осуществляется интерференция опорного шумового сигнала и задержанного информационного сигнала со сдвигом, значительно превышающим время когерентности [8, 14]. Внесение дискретной информации производится умножением задержанных шумовых сигналов на значение двоичных символов в потоке передаваемых битов [12–14]. Спектр мощности суммарного сигнала приобретает периодическую модуляцию по частоте, масштаб которой однозначно определяется задержкой информационного шумового сигнала относительно опорного сигнала [7, 8, 15–19].

Обратное сжатие СШП шумовых сигналов со спектральной модуляцией в полосу частот информационных сообщений и восстановление передаваемых сообщений в приемнике производится в результате автокорреляционной обработки принимаемых шумовых сигналов [8, 12]. Альтернативным методом обработки принимаемых шумовых сигналов со спектральной модуляцией является двойной спектральный анализ (double spectral processing) [7, 14]. В результате пары спектральных преобразований Винера-Хинчена определяется автокорреляционная функция суммарного шумового сигнала, которая содержит информационный пик со сдвигом, равным относительной задержке [15–17].

При передаче дискретной информации в системах с расширением спектра на основе непрерывных шумовых хаотических сигналов возникает проблема корреляционных оценок [8, 12–15]. В настоящей работе проведено исследование автокорреляционной системы радиосвязи на основе относительного метода модуляции СШП несущих шумовых сигналов с временными окнами. Выполнен

статистический анализ корреляционных оценок и показана возможность уменьшения флуктуаций корреляционного эффекта при передаче данных на основе шумовых сигналов с временными окнами.

1. Формирование СШП несущих шумовых сигналов

Передача дискретной информации производится относительным методом [7–9] на основе интерференции между опорным шумовым сигналом и задержанным шумовым сигналом, модулированным по знаку противоположными информационными символами $b_1 = \pm 1$. Формирование шумовых сигналов в передатчике осуществляются при использовании цифровых фильтров с временными окнами [20–21]. Восстановление передаваемых бинарных данных в приемнике производится в результате автокорреляционной обработки суммарных шумовых сигналов [8, 14].

От источника в передатчике (рис. 1) шумовые сигналы $x(t)$ с равномерным спектром в широкой полосе частот поступают на вход полосно-пропускающего фильтра (ППФ) со средней частотой $f_0 = (f_h + f_l)/2 = 3600$ МГц. Здесь $f_h = 4100$ МГц и $f_l = 3100$ МГц являются верхней и нижней частотами в полосе пропускания фильтра, равной $\Delta f = f_h - f_l = 1000$ МГц.

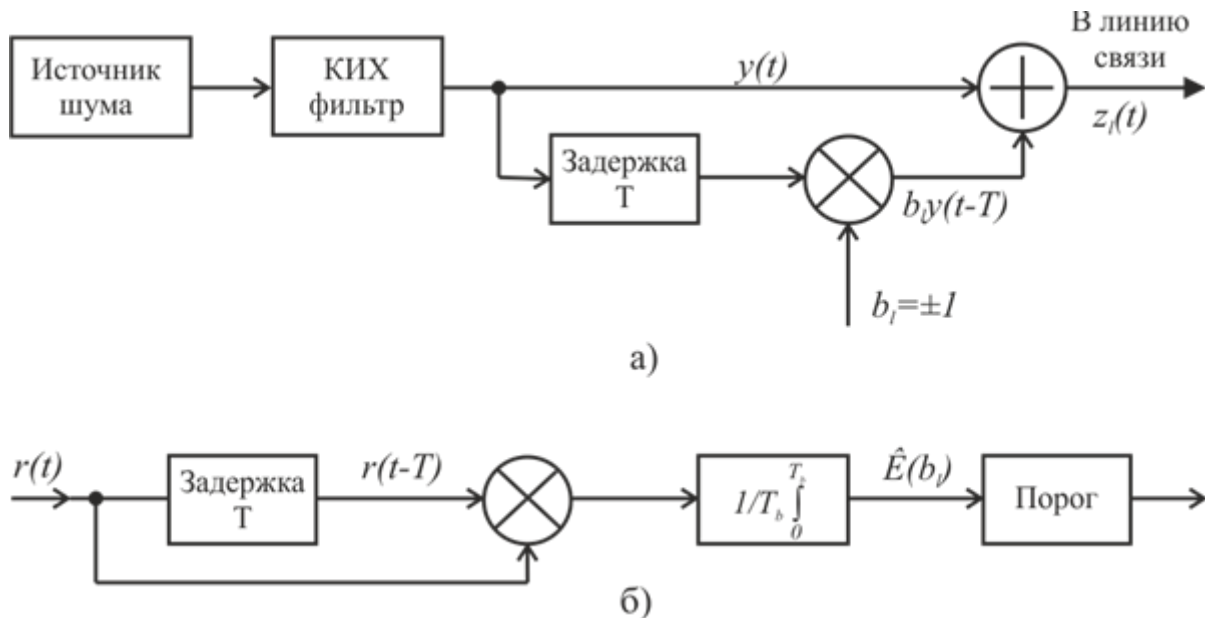


Рис.1. Функциональные схемы передатчика (а) и приемника (б) в системе радиосвязи с противоположными шумовыми сигналами.

На выходе полосового фильтра формируется СШП шумовой сигнал $y(t)$ в заданной полосе частот для передачи дискретной информации. Время когерентности шумового сигнала $y(t)$ обратно-пропорционально его полосе частот $\tau_c \approx 1/\Delta f$ и составляет величину $\tau_c \approx 1$ нс. Шумовые сигналы $x(t)$, $y(t)$ на входе и на выходе ППФ фильтра представляются дискретными отсчетами $x(n)$, $y(n)$, которые следуют во времени $t(n) = nd$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) с шагом d , составляющем одну восьмую часть $d = 1/(8f_0) \approx 0,035$ нс от периода колебаний на средней частоте сигнала. На интервале когерентности $\tau_c \approx 1,0$ нс содержится много коррелированных между собой отсчетов $y(n)$. Представление непрерывного шумового сигнала $y(t)$ близко расположенными и коррелированными отсчетами $y(n)$ позволяет детально исследовать спектральные и корреляционные характеристики, а также учесть влияние интерференции шумовых сигналов в СШП системе связи в отличие от результатов работ [13, 19], основанных на представлении несущих хаотических сигналов удаленными, некоррелированными отсчетами.

Частота дискретизации $F_d = 1/d = 28800$ МГц для временных отсчетов во много раз превышает верхнюю частоту $f_h = 4100$ МГц в спектре шумовых сигналов $y(t)$ на выходе полосового фильтра. При этом условия справедливо представление непрерывных шумовых сигналов $y(t)$ в виде дискретных во времени отсчетов $y(n)$ согласно теореме Котельникова-Найквиста [20, 21].

В шумовой системе передачи дискретной информации применяются цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Полосовой фильтр с конечной длиной переходных процессов преобразует входной сигнал $x(n)$ во временном окне $T_d = Md$ из M дискретных отсчетов. В зарубежной литературе используется подобный термин Finite Impulse Response для обозначения FIR фильтров с конечной длиной переходных процессов [21].

Передача информации в системе производится двоичными символами с периодом следования T_b , который во много раз превышает время когерентности $\tau_c \approx 1/\Delta f$ несущих шумовых сигналов, $T_b \gg \tau_c$. Длина $T_d = Md$ временного окна для КИХ фильтра устанавливается намного меньше периода следования T_b

двоичных данных в потоке передаваемой информации. Выполнение условия $T_b \gg Md$ налагает ограничение на длину временного окна $T_d = Md$ при использовании цифровых КИХ-фильтров в шумовой системе радиосвязи.

2. Проектирование КИХ-фильтров для СШП системы связи

Разработка цифровых КИХ-фильтров на основе метода временных окон для автокорреляционной шумовой системы радиосвязи включает ряд этапов:

- Выбор идеального полосового фильтра с прямоугольной частотной характеристикой $H_R(f)$ в заданном диапазоне частот: от нижней $f_l = 3100$ МГц до верхней $f_h = 4100$ МГц. Импульсная характеристика (ядро) $h_R[k]$ идеального фильтра определяется на бесконечном интервале времени и вычисляется обратным преобразованием Фурье от $H_R(f)$.
- Выбор временного окна для ограничения длины импульсной характеристики полосно-пропускающего фильтра (ППФ). Величина временного окна устанавливается с учетом скорости передачи информации и времени когерентности несущих шумовых сигналов. Функция временного окна $w[k]$ сглаживает вредные пульсации в полосе пропускания КИХ-фильтра и вне его полосы.
- Вычисление реальных коэффициентов $h[k]$ импульсной характеристики для КИХ-фильтра в результате перемножения ядра $h_R[k]$ с функцией временного окна $w[k]$.

Импульсная характеристика $h_R[k]$ идеального полосового фильтра определяется в виде разности Sinc-функций [21]:

$$h_R(k) = \frac{\sin(2\pi F_h k)}{k\pi} - \frac{\sin(2\pi F_l k)}{k\pi}, \quad (1)$$

где $F_l = f_l/F_d$, $F_h = f_h/F_d$ – нижняя и верхняя нормированные частоты в полосе пропускания фильтра. На рис. 2а показан график ядра идеального полосового фильтра во временной области из $M = 256$ отсчетов. Импульсная характеристика $h_R[k]$ определена на бесконечном интервале времени и имеет высокие боковые выбросы.

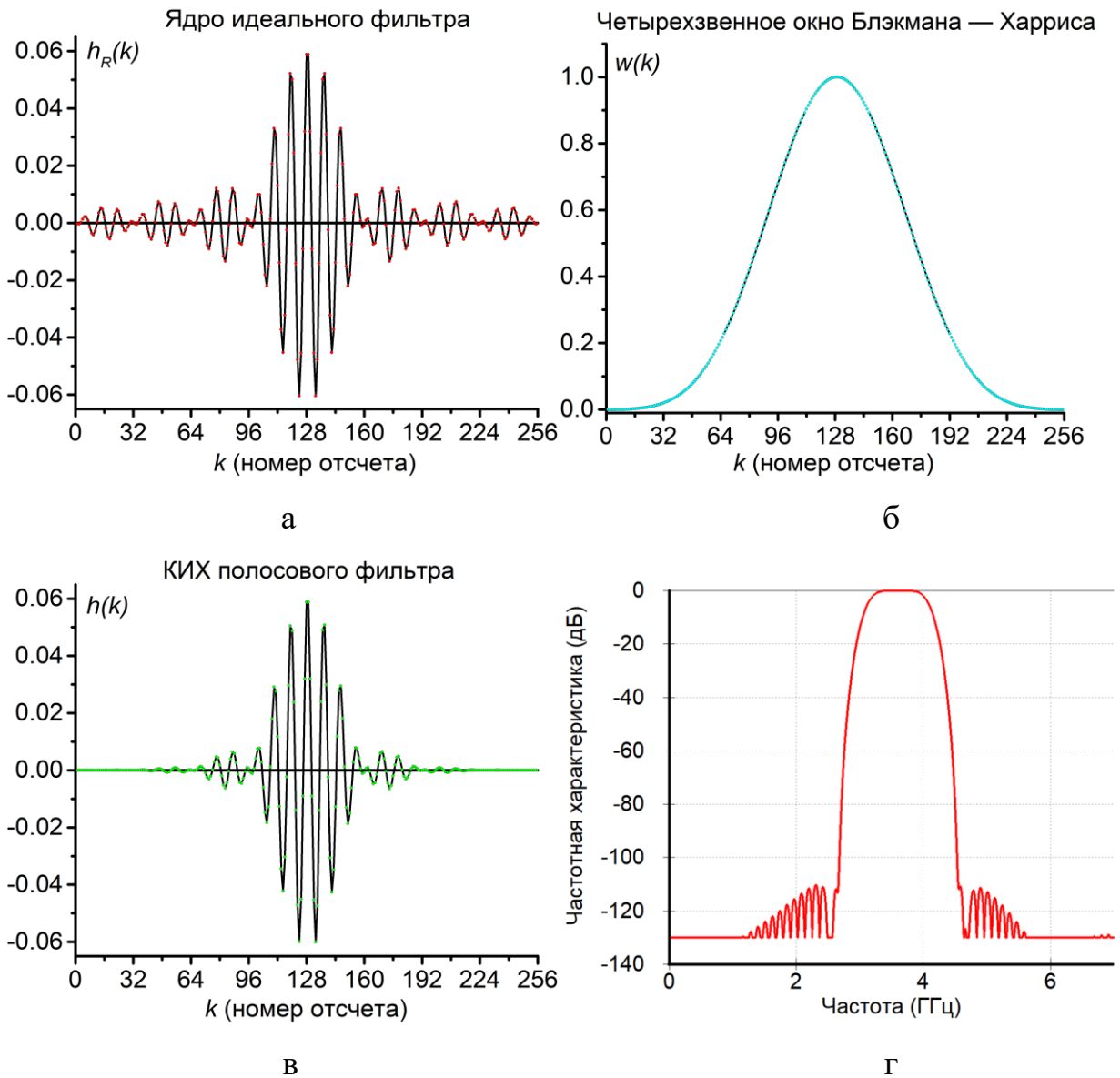


Рис.2. КИХ полосовой фильтр: а) ядро идеального фильтра, б) сглаживающая функция окна Блэкмана-Харриса, в) конечная импульсная характеристика, г) частотная характеристика.

Метод временных окон позволяет ограничить длину импульсной характеристики и сгладить вредные пульсации. При расчёте характеристик полосового КИХ фильтра используется сглаживающая функция $w[k]$ в виде четырехзвенного окна Блэкмана-Харриса [21]:

$$w(k) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi k}{M}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi k}{M}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi k}{M}\right), \quad (2)$$

где $a_0 = 0,35875$, $a_1 = 0,48829$, $a_2 = 0,14128$, $a_3 = 0,01168$. На рис. 2б представлен график функции $w[k]$ для временного окна Блэкмана-Харриса.

Коэффициенты $h[k]$ для импульсной характеристики полосового КИХ-фильтра определяются в результате перемножения ядра $h_R[k]$ с функцией временного окна $w[k]$:

$$h[k] = w[k] h_R[k], \quad (3)$$

Импульсная характеристика, рассчитанная согласно (1–3) и построенная на рис. 2в, для полосового КИХ-фильтра с временным окном Блэкмана-Харриса (2), ограничена по длительности, имеет низкий уровень боковых выбросов по сравнению с ядром на рис. 2а для идеального фильтра с такой же полосой пропускания. Длительность временного окна из $M = 256$ отсчетов с интервалом дискретизации $d \approx 0,035$ нс составляет 8,96 нс, что превышает информационную задержку $T = 6$ нс, а также время когерентности $\tau_c \approx 1$ нс несущего шумового сигнала $y(t)$.

Комплексная частотная характеристика $H(j\omega)$ цифрового КИХ-фильтра определяется преобразованием Фурье от импульсной характеристики (3) в виде:

$$H(j\omega) = e^{-j\omega\delta M} \sum_{k=0}^M h[k] e^{-j\omega\delta k}. \quad (4)$$

Если коэффициенты $h[k]$ в (4) симметричны относительно $k = M/2$, тогда фазовая характеристика КИХ-фильтра линейно зависит от текущей частоты [20, 21]. На рис. 2г показана частотная характеристика $|H(j\omega)|$, построенного таким образом полосового КИХ-фильтра. Коэффициент подавления вне полосы пропускания составляет -110 дБ. Пульсации коэффициента передачи в полосе пропускания не превышают 0,002 дБ.

3. Шумовая система связи с противоположными сигналами

На выходе цифрового КИХ-фильтра с импульсной (3) и частотной (4) характеристиками формируется дискретный во времени шумовый сигнал в виде свертки исходного шумового сигнала $x(n)$ на длине временного окна:

$$y(n) = \sum_{k=1}^M h[k] x(n-k). \quad (5)$$

Каждый отсчет $y(n)$ на выходе цифрового КИХ-фильтра определяется суммой (5) из $k = 1, 2, \dots, M$ дискретных отсчетов $x(n-k)$, взятых с весом $h[k]$, для исходного сигнала во временном окне из M отсчетов.

При высокой частоте дискретизации $F_d = 1/d = 28800$ МГц, которая более чем в два раза превышает верхнюю частоту $f_h = 4100$ МГц в спектре шумовых сигналов $y(n)$, имеет место взаимно однозначное соответствие непрерывных сигналов $y(t)$ и дискретных во времени отсчетов $y(n)$ согласно теореме Котельникова-Найквиста [20]. Последующий теоретический анализ корреляционных оценок в системе выполнен для непрерывных сигналов $y(t)$.

Шумовой сигнал $y(t)$ после КИХ-фильтра разделяется в передатчике на информационный и опорный каналы (рис. 1). В информационном канале производится задержка фильтрованного сигнала $y(t)$ на время $T = 6$ нс. На длине информационной задержки $T = 6$ нс содержится $N = T/d = 8Tf_0 = 173$ дискретных отсчетов $y(n)$ шумового сигнала. Полагаем, что коэффициент передачи и запаздывание T в линии задержки не зависят от частоты f в полосе Δf шумового сигнала. Модуляция задержанного сигнала $y(t-T)$ производится в результате умножения на значение передаваемого бита $b_l = \pm 1$ согласно потоку $l = 1, 2, 3, \dots, N$ информационных битов b_l с периодом следования T_b .

Опорный сигнал $y(t)$ следует на вход линейного сумматора, на другой вход которого поступает задержанный и модулированный информационный сигнал $b_l y(t-T)$. В линейном сумматоре происходит суперпозиция между опорным сигналом $y(t)$ и информационным задержанным сигналом $b_l y(t-T)$ в виде:

$$z_l(t) = y(t) + b_l y(t - T). \quad (6)$$

Мощность суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ определяется его дисперсией σ_z^2 и равна удвоенной мощности $\sigma_z^2 = 2\sigma_y^2$ исходного шумового сигнала $y(t)$ при условии полной некогерентности между опорным $y(t)$ и задержанным $b_l y(t-T)$ шумовыми сигналами.

Суммарный сигнал (6) поступает в беспроводную линию связи. Шумовой задержанный сигнал $b_l y(t-T)$, модулированный информационными битами, передается в линии связи одновременно с опорным сигналом $y(t)$. На рис. 3 изображена реализация суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ в текущем времени при передаче последовательности $b_l = +1, -1, +1$ информационных битов, начало

которых отмечено вертикальными красными линиями с интервалом длительности бита $T_b = 1$ мкс.

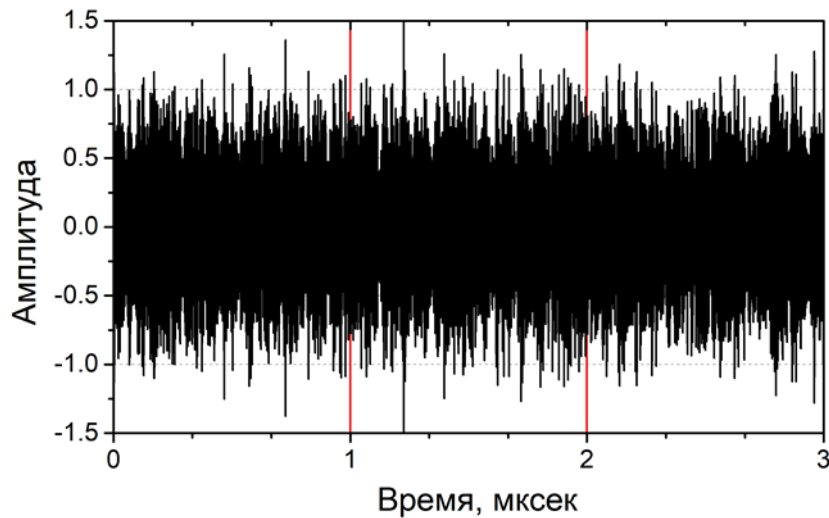


Рис. 3. Реализация суммарного шумового сигнала, передаваемого по линии связи, в потоке информационных битов $b_l = \pm 1$.

Временная реализация суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ на рисунке (3) при передаче информационных битов $b_l = \pm 1$ в линии связи не отличается по внешнему виду от флуктуационного шума в той же полосе частот, что свидетельствует о низкой вероятности перехвата (Low Probability Interception-LPI) передаваемой информации и о высокой информационной скрытности СШП шумовой системы связи [3, 6, 15–19].

4. Спектральная модуляция бинарными информационными символами

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $z_i(t)$, вычисляемый за время следования T_b каждого информационного символа, модулирован периодической функцией в виде:

$$\hat{S}_z(f) = 2\hat{S}_y(f)[1 + b_l \cos(2\pi fT)], \quad (7)$$

где $\hat{S}_z(f)$ и $\hat{S}_y(f)$ являются случайными оценками спектра мощности для суммарного $z_i(t)$ и опорного $y(t)$ шумовых сигналов за конечное время анализа, равное длительности бита T_b .

Передача двоичных данных $b_l = \pm 1$ производится в результате интерференции полностью некогерентных сигналов, когда задержка T

информационных сигналов $b_k y(t-T)$ относительно опорного сигнала $y(t)$ значительно превышает время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ сигнала $y(t)$:

$$T \gg \tau_c \text{ или } T\Delta f \gg 1 \quad (8)$$

При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов [7, 8], когда выполняется условие (8), спектральная плотность мощности (7) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с масштабом периодичности, равным:

$$F_m = 1/T. \quad (9)$$

Из соотношений (8) и (9) следует, что $\Delta f \gg F_m$. При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов помещается много масштабов F_m периодической модуляции спектра (7) в полосе частот Δf шумового сигнала.

На рис. 4 (а, б) представлены спектры мощности суммарных шумовых сигналов, поступающих в линию связи при передаче противоположных $b_i = \pm 1$ двоичных символов. Вид спектров, представленных на рис. 4 (а, б), наглядно показывает тонкую интерференционную картину в спектре суммарного шумового сигнала. Из сравнения спектров следует, что максимумы спектральной плотности $\hat{S}_z(f)$ смещаются на половину периода $F_m/2 = 1/(2T)$ спектральной модуляции при передаче противоположных символов $b_i = \pm 1$.

Спектр двоичных битов, передаваемых со скоростью $C_b = 1$ Мб/с, занимает полосу частот $F_b \approx 1/T_b = 1$ МГц. В результате спектральной модуляции происходит расширение спектра информационных сообщений до полосы частот $\Delta f = 1000$ МГц несущих шумовых сигналов. Коэффициент расширения спектра составляет $B = \Delta f/F_b = \Delta f T_b = 1000$. Произведение $B = \Delta f T_b$ определяет базу (processing gain) шумового сигнала и характеризует помехоустойчивость шумовой системы передачи информации при воздействии внешних помех в канале связи [4].

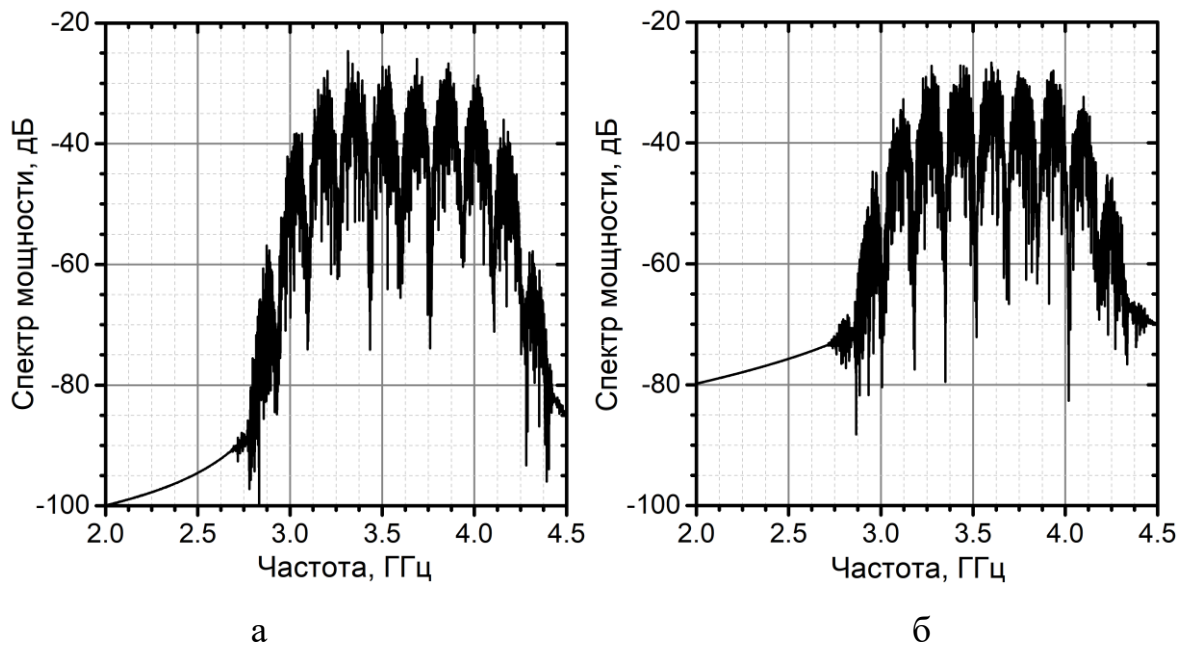


Рис. 4. Спектры мощности со спектральной модуляцией при передаче «1» символа (а) и «-1» символа (б).

5. Автокорреляционная обработка в приемнике

В результате автокорреляционной обработки в приемнике осуществляется обратное сжатие спектра $\hat{S}_z(f)$ передаваемых шумовых сигналов $z(t)$ в полосу частот $F_b \approx 1$ МГц информационных сообщений. Суммарный сигнал (б) передается в канал связи с аддитивным гауссовым белым шумом (АГБШ). На входе автокорреляционного приемника присутствует аддитивная смесь передаваемых шумовых сигналов с помехой:

$$r(t) = z_l(t) + n(t) = [y(t) + b_l y(t - T)] + n(t), \quad (10)$$

где $n(t)$ является АГБШ помехой в той же полосе частот Δf , как у полезного шумового сигнала $y(t)$. Корреляционная функция $k_y(\tau) = \sigma_y^2 R_y(\tau)$ для опорного сигнала $y(t)$ определяется нормированным коэффициентом корреляции $R_y(\tau)$ и дисперсией или мощностью шумового сигнала σ_y^2 .

Корреляционная функция $k_n(\tau) = \sigma_n^2 R_n(\tau)$ для помехи зависит от коэффициента корреляции $R_n(\tau)$ и дисперсии или мощности помехи σ_n^2 .

Отношение сигнал/помеха на входе приемника определяется отношением мощности σ_z^2 полезного суммарного сигнала $z_l(t)$ к мощности σ_n^2 помехи $n(t)$. При

условии полной некогерентности между опорным $y(t)$ и задержанным $b_l y(t-T)$ шумовыми сигналами отношение сигнал/помеха на входе приемника равно:

$$q = \sigma_z^2 / \sigma_n^2 = 2\sigma_y^2 / \sigma_n^2. \quad (11)$$

Автокорреляционная функция принятого сигнала (10) определяется в виде:

$$k_r(\tau) = b_l [k_y(T - \tau) + k_y(T + \tau)] + 2k_y(\tau) + k_n(\tau). \quad (12)$$

Выражение (12) содержит информационный корреляционный пик $b_l k_y(T - \tau)$ со сдвигом, равным информационной задержке $\tau = T$, и большой выброс вблизи нулевого аргумента $\tau = 0$ в виде суммы корреляционных функций для шумового сигнала с удвоенной амплитудой $2k_y(\tau)$ и внешней помехи $k_n(\tau)$.

Формула (12) получена при большой длительности информационного бита и справедлива при условии статистической независимости шумового сигнала $y(t)$ и помехи $n(t)$. При смене знака двоичного бита $b_l = \pm 1$ происходит изменение знака корреляционного пика со сдвигом $\tau = T$, что позволяет однозначно восстанавливать передаваемое сообщение (рис. 5а, б).

В приемнике (рис. 1б) производится автокорреляционная обработка поступившего сигнала (10) за конечное время длительности каждого бита. Опорный сигнал $y(t)$, который необходим для корреляционной обработки, передается одновременно с информационным сигналом $b_l y(t-T)$ по линии связи и поступает на вход приемника в виде суммы (10). Длительность задержки T в корреляторе приемника соответствует информационной задержке несущего сигнала $b_l y(t-T)$.

Случайная статистическая оценка $\hat{E}(b_l)$ на выходе интегратора в приемнике (рис. 1б) определяется в виде корреляционного интеграла:

$$\hat{E}(b_l, T) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t-T)dt, \quad (13)$$

где $t_l = t_0 + (l-1)T_b$ – начальный момент времени при поступлении b_l бита ($l = 1, 2, 3, \dots$). Величина $\hat{E}(b_l, T)$ является случайной корреляционной оценкой, усредненной за конечное время T_b длительности b_l каждого бита [18, 19].

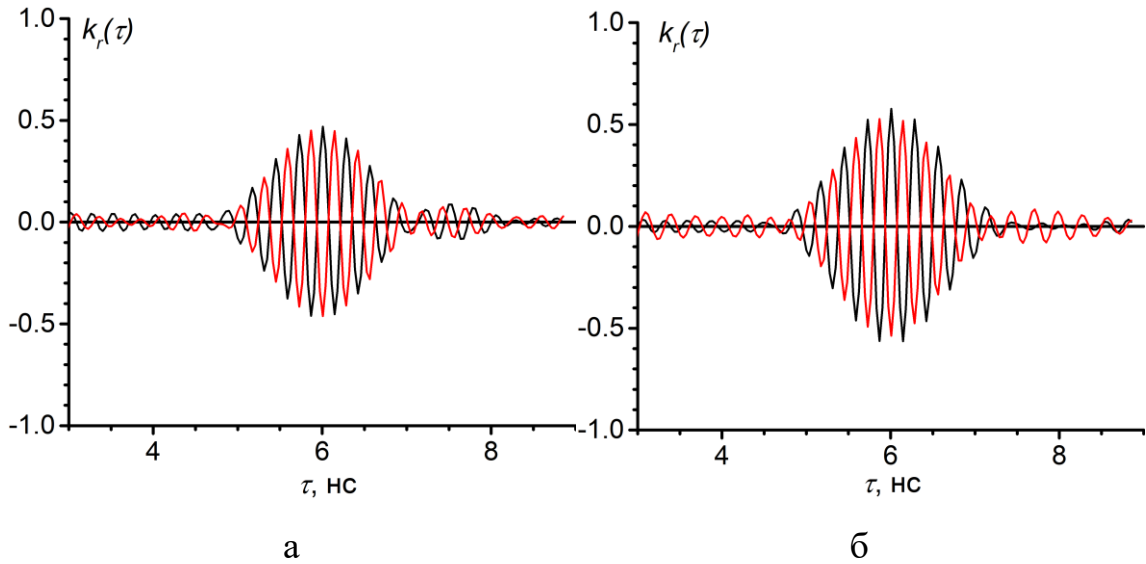


Рис. 5. Автокорреляционные функции принятого шумового сигнала при передаче положительного бита $b_1 = +1$ (черным цветом) и противоположного бита $b_1 = -1$ (красным цветом) для случаев: отсутствия помех (а), воздействия помех в канале связи (б).

Корреляционный отклик (13) на выходе интегратора (рис. 1б) для поступившего сигнала (10) при равных задержках в передатчике и приемнике вычисляется в виде:

$$\hat{E}(b_l, T) = b_l (\hat{k}_y(0) + \hat{k}_y(2T)) + 2\hat{k}_y(T) + \hat{k}_n(T) + b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T), \quad (14)$$

где \hat{k}_y и \hat{k}_n являются случайными оценками, вычисленными за конечное время T_b длительности b_l бита, для автокорреляционных функций несущего шумового сигнала $y(t)$ и помехи $n(t)$:

$$\hat{k}_y(l, \tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} y(t)y(t + \tau)dt, \quad \hat{k}_n(l, \tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} n(t)n(t + \tau)dt. \quad (15)$$

Полезный эффект на выходе корреляционного приемника определяется первым слагаемым $b_l \hat{k}_y(0)$ в формуле (14). При поступлении противоположных по знаку информационных битов $b_l = \pm 1$ наблюдается полезный корреляционный эффект, равный случайной оценке для мощности несущего сигнала $y(t)$ со сменой знака:

$$b_l \hat{k}_y(0) = \pm \hat{\sigma}_y^2, \quad (16)$$

Среднее значение случайной оценки (16) при передаче битов одной полярности определяется мощностью σ_y^2 несущего шумового сигнала.

Смена знака корреляционной оценки (16) синхронной последовательности передаваемых битов $b_l = \pm 1$ свидетельствует о возможности однозначного восстановления передаваемой информации в приемнике. Флуктуации оценки (16) относительно средней дисперсии σ_y^2 приводят к случайным искажениям корреляционного эффекта (14) и влияют на вероятностные характеристики системы связи [18, 19].

Второе и третье слагаемые в формуле (14), которые определяются случайными оценками автокорреляции $b_l \hat{k}_y(2T)$ и $2\hat{k}_y(T)$ со сдвигом $2T$ и T для сигнала $y(t)$, характеризуют внутрисистемные помехи, оказывающие маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса передачи данных:

$$\hat{\Psi}(b_l, T) = b_l \hat{k}_y(2T) + 2\hat{k}_y(T). \quad (17)$$

Среднее значение внутрисистемных помех отличается от нуля. Влияние внутрисистемных помех (17) с ненулевым средним значением приводит к смещению и случайному изменению корреляционных оценок (14) на выходе интегратора в приемнике. При интерференции некогерентных сигналов $y(t)$ и $b_l y(t-T)$ в сумматоре передатчика, когда выполнено условие (8), внутрисистемные помехи (17) малы по сравнению с дисперсией сигнала $y(t)$, однако вызывают заметные случайные отклонения корреляционного отклика совместно с воздействием других составляющих в правой части формулы (14). Воздействие внутрисистемных помех приводит к увеличению битовой ошибки при повышении скорости передачи $C_b = 1/T_b$ по мере сокращения интервала усреднения T_b корреляционных оценок [16, 18].

Четвертое слагаемое $\hat{k}_n(T)$ в соотношении (14) является случайной оценкой (15) со сдвигом T для автокорреляционной функции помехи $n(t)$. Полагаем, что аддитивные внешние помехи $n(t)$ согласованы по спектру с шумовым сигналом $y(t)$ в той же полосе частот $\Delta f_n \approx \Delta f$ и с тем же временем когерентности $\tau_n \approx \tau_c$, как для несущего сигнала. Для широкополосных помех

$n(t)$ с малым временем когерентности τ_n относительно задержки T выполняется условие $T \gg \tau_n$ подобное требованию (8) к информационной задержке T для полезного сигнала $y(t-T)$. В результате усреднения за время длительности T_b каждого бита корреляционным приемником производится эффективное подавление широкополосных помех $n(t)$ до низкого уровня боковых выбросов $\hat{k}_n(T)$ корреляционной функции помех со сдвигом T . Помехоустойчивость корреляционной системы радиосвязи при воздействии широкополосных помех определяется базой (processing gain) $B = \Delta f T_b$ несущего шумового сигнала [2].

При вычислении корреляционного интеграла (14) следует учитывать случайные оценки со сдвигом $\tau = 0; T; 2T$ в виде:

$$\hat{k}_{yn}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} y(t)n(t+\tau)dt. \quad (18)$$

Мультипликативные оценки (18) определяются корреляционным интегралом от произведения шумового сигнала $y(t)$ и гауссовой помехи $n(t+\tau)$ при усреднении за конечное время бита T_b . Мультипликативные оценки (18) являются малыми случайными величинами с нулевым средним значением при условии статистической независимости сигнала $y(t)$ и внешней помехи $n(t)$. Мультипликативные помехи (18) могут привести к повышению вероятности битовой ошибки в шумовой системе связи при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами [12–14].

6. Флуктуации корреляционного эффекта

Флуктуации случайных оценок (16–18) приводят к искажению корреляционного эффекта в шумовой системе радиосвязи. В настоящей работе предложено ослабить вредное влияние флуктуаций случайных оценок (16–18) за счет фильтрации несущего шумового сигнала полосовыми фильтрами с конечной длиной переходных процессов [21].

Случайные отклонения корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)/\sigma_y^2$ относительно средних значений в потоке двоичных битов $b_l = \pm 1$ численно рассчитаны и показаны на рис. 6(а, б) в виде дискретных уровней (изображены цветными линиями) нормированного корреляционного отклика на выходе приемника для

системы связи на основе шумовых сигналов с временными окнами. Флуктуации мощности (16) несущего сигнала $y(t)$ совместно с воздействием внутрисистемных помех (17) приводят к заметным собственным флуктуациям корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)/\sigma_y^2$ на выходе приемника даже при отсутствии внешних помех в канале передачи данных (рис. 6а).

При воздействии внешних помех возрастают случайные отклонения для корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)$ на выходе приемника вследствие вклада от всех составляющих в правой части соотношения (14), включая внутрисистемные (17) и мультипликативные (18) помехи. Однако, сохраняется возможность уверенного выделения и восстановления передаваемых данных, как показано на рис. 6б, при воздействии внешних помех в канале связи с мощностью, равной мощности принимаемого сигнала, когда отношение сигнал/помеха (11) порядка единицы.

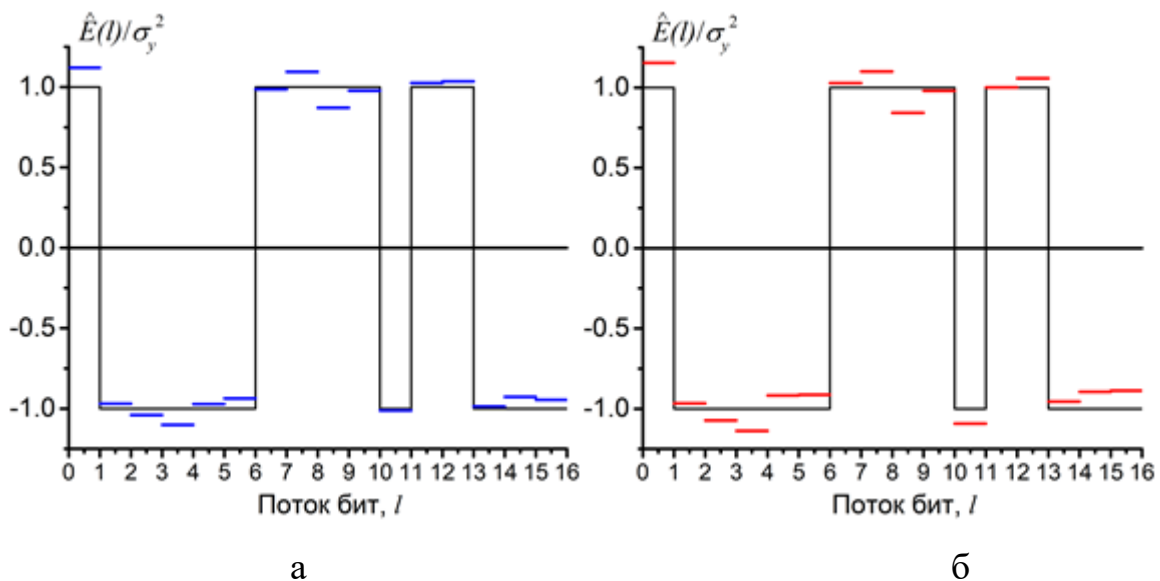


Рис. 6. Случайный отклик корреляционного приемника в потоке передаваемых битов $b_l = \pm 1$ (черным цветом) в отсутствии помех (синим цветом) и при воздействии помех (красным цветом).

Девияция или среднее статистическое отклонение корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)$ на выходе приемника относительно средних значений $b_l k_y(0) = b_l \sigma_y^2$ в потоке двоичных битов $b_l = \pm 1, l = 1, 2, 3, \dots, N$ определяется в виде:

$$\sigma_E = \frac{1}{N-1} \left[\sum_{l=1}^N (\hat{E}(b_l) - b_l \sigma_y^2)^2 \right]^{1/2}. \quad (19)$$

Частичное подавление вредных флуктуаций корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)$ достигается в результате использования несущих шумовых сигналов с временными окнами в процессе передачи информации и демонстрируется на рис. 7 характеристиками нормированной девиации (19) в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе приемника.

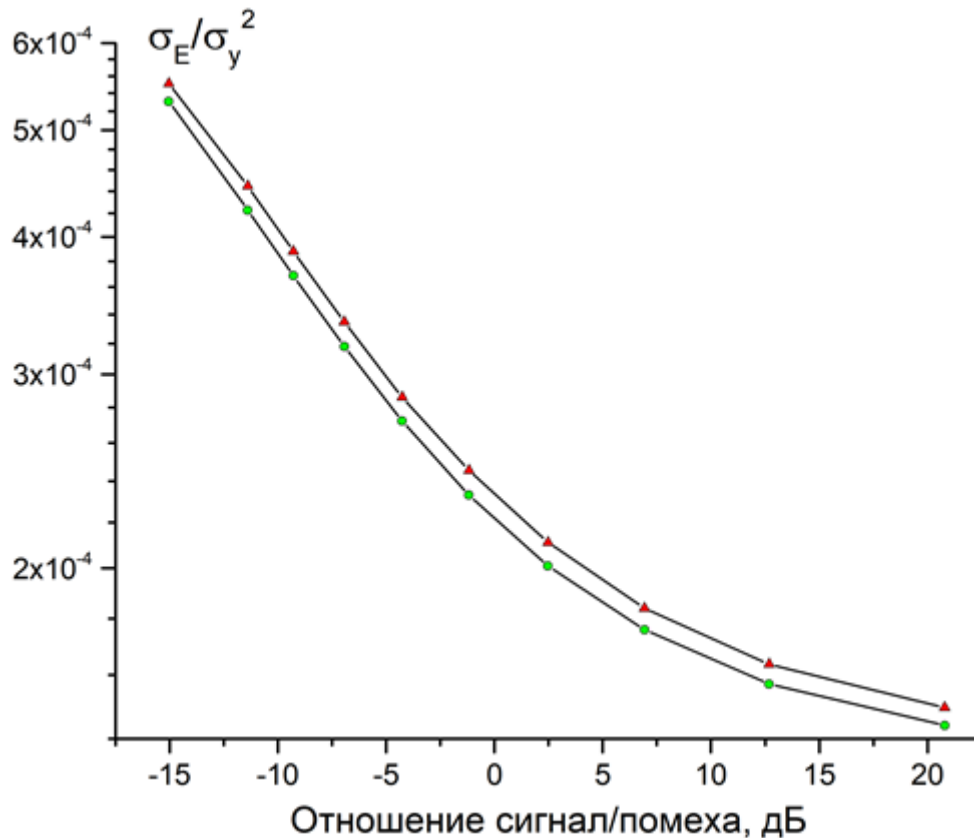


Рис.7. Девиация флуктуаций корреляционного эффекта в зависимости от отношения сигнал/помеха.

Характеристика нормированной девиации σ_E / σ_y^2 с метками зеленого цвета для сигналов с временными окнами, расположена ниже линии с метками красного цвета для несущих сигналов без временных окон.

Использование КИХ полосовых фильтров позволяет уменьшить на 1–2 дБ отношение сигнал/помеха на входе корреляционного приемника по сравнению со случаем идеального прямоугольного фильтра с бесконечной передаточной функцией. Анализ вероятностных характеристик в автокорреляционной системе

радиосвязи на основе СШП шумовых сигналов с временными окнами будет представлен в последующей работе.

Заключение

При передаче сообщений на основе шумовых хаотических сигналов возникает проблема корреляционных оценок в процессе обработки. Флуктуации мощности несущих шумовых сигналов в потоке передаваемой информации, совместно с воздействием внешних, внутрисистемных и мультипликативных помех приводят к случайным отклонениям корреляционного эффекта на выходе корреляционного приемника. Использование полосовых фильтров с конечной импульсной характеристикой в процессе формирования несущих шумовых сигналов позволяет уменьшить случайные флуктуации корреляционного эффекта при обработке передаваемых сигналов в шумовой системе радиосвязи. При передаче информации на основе шумовых сигналов с временными окнами достигается улучшение на 1–2 дБ отношения сигнал/помеха на входе корреляционного приемника.

Результаты анализа корреляционных оценок могут быть полезны для расчета вероятностных характеристик скрытных систем шумовой радиосвязи в микроволновом и терагерцовом диапазонах частот. Использование СШП несущих шумовых сигналов с временными окнами позволит уменьшить вероятность битовой ошибки при передаче дискретной информации относительным методом.

Авторы выражают благодарность Соловьеву Н. А. за полезное обсуждение проблемы корреляционных оценок в системах радиосвязи с расширением спектра.

Финансирование

Работа выполнена в рамках государственного задания Фрязинского филиала ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН.

Литература

1. Гуляев Ю.В., Беляев Р.В., Кислов В.Я., Колесов В.В. и др. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии (РЭНСИТ)*. 2018. Т.10(2) С.279-312. DOI: <http://doi.org/10.17725/rensit.2018.10.279>.
2. Феер К. *Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра*. Москва, Радио и связь. 2000. 519 с.
3. Sobers T.V., Bash B.A., Guha S., Towsley D. and Goeckel D. Covert Communication in the Presence of an Uninformed Jammer. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 2017. V.16. №9. P.6193-6206. DOI: <http://doi.org/10.1109/TWC.2017.2720736>.
4. Назаров Л.Е., Шишкин П.В. Исследование помехоустойчивости алгоритма оптимального посимвольного приема сигналов, соответствующих кодам с проверкой на четность в недвоичных полях. *Радиотехника и электроника*. 2019. Т.64. № 9. С.910-915. DOI: <http://doi.org/10.1134/S0033849419080138>.
5. Назаров Л.Е., Зудилин А.С., Каевицер В.И., Смольянинов И.В. Алгоритмы формирования и приема OFDM-сигналов на основе манипуляции с минимальным сдвигом частоты. *Радиотехника и электроника*. 2021. Т.66. №1. С.62-68. DOI: <http://doi.org/10.31857/s003384942101006x>.
6. Lipski M.V., Kompella S., Narayanan R.M. Practical Implementation of Adaptive Threshold Energy Detection using Software Defined Radio. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2021. V.57. №2. P.1227-1241. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3040059>.
7. Калинин В.И. Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов. *Письма в ЖТФ*. 2005. Т.31. В.21. С.58-63.
8. Калинин В.И. Передача информации на основе спектральной интерференции сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов. *Письма в ЖТФ*. 2018. Т.44. В.24. С.45-51. DOI: <http://doi.org/10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301>.

9. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов. *Радиотехника и электроника*. 2018. Т.63. №10. С.1-9. DOI: <http://doi.org/10.1134/S0033849418100078>.
10. Кузьмин Л.В., Гриневич А.В., Ушаков М.Д. Экспериментальное исследование многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале. *Письма в ЖТФ*. 2018. Т.44. В.16. С.48-56. DOI: <http://doi.org/10.21883/PJTF.2018.16.46476.17392>.
11. Леонов К.Н., Потапов А.А., Ушаков П.А. Использование инвариантных свойств хаотических сигналов в синтезе новых помехоустойчивых широкополосных систем передачи информации. *Радиотехника и электроника*. 2014. Т.59. №12. С.1209-1229. DOI: <http://doi.org/10.7868/S0033849414120110>.
12. Калинин В.И. Корреляционная оценка при передаче информации относительным методом на основе широкополосных шумовых сигналов. *Журнал радиоэлектроники*. 2019. №4. DOI: <http://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.4.10>.
13. Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O. The role of synchronization in digital communications using chaos-Part III: Performance bounds for correlation receivers. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*. 2000. V.47. №12. P.1673-1683.
14. Калинин В. И. Статистический анализ шумовой системы радиосвязи с двухканальным корреляционным приемником. *Журнал радиоэлектроники*. 2018. №9. DOI: <http://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.9.5>.
15. Калинин В.И., Чапурский В.В. Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией. *Радиотехника и электроника*. 2015. Т.60. №10. С.1025-1035. DOI: <http://doi.org/10.7868/S0033849415100046>.
16. Калинин В.И., Радченко Д.Е, Черепенин В.А. Вероятностные характеристики цифрового канала передачи информации на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией. *Радиотехника*. 2015. №8 С.84-94.

17. Быстров Р.П., Кузмичев В.Е. Шумовые РЛС с гребенчатыми фильтрами в устройстве обработки сигналов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2015. В.8. С.47-54.
18. Калинин В.И., Радченко Д.Е, Черепенин В.А. Помехоустойчивость шумовой широкополосной системы связи при передаче двоичных данных на основе спектральной модуляции. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2016. Т.21. №3. С.40-48.
19. Ilchenko M.E., Kalinin V.I., Narytnik T.N. and Didkovski R.M. Potential Performance of the Communication Systems Using Autocorrelation Reception of Shift-Keyed Noise Signals. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2014. V.73. №11. P.955-976.
20. Бендат Дж., Пирсол А. *Применения корреляционного и спектрального анализа*. Москва, Мир. 1983. 312 с.
21. Proakis J., Manolakis D. *Digital Signal Processing, Publisher Pearson (4th edition)*. New Jersey: Prentice Hall. 2006. 1104 p. ISBN-13: 978-0131873742.

Для цитирования:

Калинин В.И., Бышевский-Конопко О.А. Корреляционная оценка при передаче дискретной информации на основе шумовых хаотических сигналов с временными окнами. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.12>

Калинин Валерий Иванович
вед. науч. сотр. ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН
Бышевский-Конопко Олег Анатольевич
ст. науч. сотр. ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН