

УДК 621.391, 621.396

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ШУМОВОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ДВУХКАНАЛЬНЫМ КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ПРИЕМНИКОМ

В. И. Калинин

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

Статья поступила в редакцию 31 августа 2018 г.

Аннотация. Проведено исследование широкополосной шумовой системы радиосвязи на основе относительного метода модуляции с коммутацией задержек при внесении дискретной информации. Выполнена оценка автокорреляционного эффекта на выходе двухканального корреляционного приемника при передаче бинарных данных в канале с аддитивной гауссовой помехой. Определены условия устойчивой работы системы радиосвязи с расширением спектра при интерференции шумовых сигналов в процессе спектральной модуляции и двухканальной корреляционной обработки.

Ключевые слова: шумовые системы радиосвязи, расширение спектра, скрытная связь, автокорреляционная обработка, статистическая оценка, внутрисистемные помехи.

Abstract. Covert noise communication system using spread spectrum technique is proposed. Wireless noise communications are characterised by informative safety of data transmission. An exact copy of coherent noise reference is required for optimal signal processing in correlation receiver. The reconstruction of coherent noise reference with frequency bandwidth over 1000 MHz is currently impossible using local generator disposed in a receiver. Communication systems apply the transmitted reference (TR) techniques for a data transmission with unknown properties of wideband noise carriers or propagation channels. Ultra-wideband (UWB) noise communication systems based on the code spectral modulation accomplish the time delay diversity between of noise reference and informative noise signals delayed at difference time intervals according to binary data transmission. TR techniques allow

to significantly simplifying receiver structure as well as the whole transmission lines. In this case, the phase exact synchronization between of noise reference and informational signals at relative transmission is also not needed. The receiver synchronization is performed with lower requirements according to fed bit stream. Informative safety of wireless data transmission is achieved when the time delays of informative noise waveforms significantly exceed its coherent interval. The time convolution of received continuous noise waveforms during every informative symbol is produced using the two-channel correlation receiver. The time delay of each correlation channel corresponds to the time delay diversity of informative noise signal. The estimation problem, which arises from varying informative noise signals in a bit stream, potentially degrades the performance of noise communication system. Correlation estimations are statistical evaluated for data transmission accomplished through additive Gaussian white noise channel. Intersystem jamming is excited in two channel correlator-based systems even if message data are transmitted over a wireless channel without thermal noise. This paper proposes the intersystem jamming reduction when the necessary requirements are satisfied, namely informative time delays and its difference are significantly exceed the coherent interval of UWB noise carriers.

Key words: wireless noise communications, spread spectrum, covert transmission, correlation signal processing, statistical estimation, intersystem jamming.

Введение

Повышение помехоустойчивости и информационной безопасности является актуальной проблемой при создании беспроводных систем связи на основе несущих сигналов с регулярной, псевдослучайной и шумовой хаотической модуляцией [1-5]. Передача информации в шумовых системах связи с расширением спектра осуществляется при использовании относительных методов модуляции (Transmitted Reference Technique - TRT), когда в канал связи одновременно поступают информационный и опорный шумовые сигналы с разделением по задержке во времени, по частотному

спектру, или по ортогональным поляризациям при излучении антеннами [6-9].
Сверхширокополосные шумовые и хаотические системы передачи информации характеризуются высокой помехоустойчивостью, информационной безопасностью и скрытностью излучений в беспроводных каналах [10-13].

Известным способом внесения дискретной информации в несущие шумовые сигналы является кодовая спектральная модуляция [14-17] в результате суперпозиции опорного шумового сигнала с информационным шумовым сигналом, задержанным на различное время согласно потоку информационных данных. Для шумовых систем передачи информации с расширением спектра существует два альтернативных способа обработки суммарных шумовых сигналов в приемнике во временном представлении с определением автокорреляционной функции по традиционной схеме [18-19], или в спектральном представлении с вычислением автокорреляционной функции методом двойного спектрального анализа [14-17].

Операция усреднения при вычислении автокорреляционного эффекта в приемнике производится за конечное время, равное длительности передаваемого бита в потоке информационных символов [20-21]. На выходе приемника определяется случайная оценка автокорреляционного эффекта, дисперсия которой возрастает с увеличением скорости передачи данных [22-24]. В настоящей работе проводится статистический анализ автокорреляционных оценок в шумовой системе радиосвязи с расширением спектра при передаче информации в канале с аддитивной гауссовой помехой.

Внесение информации и спектральная модуляция

Передача дискретной информации в системе осуществляется на основе спектральной интерференции сверхширокополосных (СШП) шумовых сигналов в передатчике [5]. Схема внесения дискретной информации в несущие шумовые сигналы для системы связи рассмотрена в работах [14-17] и показана на рис.1.

Сигнал от генератора шума $\xi(t)$ полагаем стационарным гауссовским процессом с равномерным спектром в полосе Δf на средней частоте f_0 и с

автокорреляционной функцией вида:

$$k_{\xi}(\tau) = \sigma_{\xi}^2 R_{\xi}(\tau), \quad (1)$$

где σ_{ξ}^2 - дисперсия, $R_{\xi}(\tau)$ – коэффициент автокорреляции шума $\xi(t)$.

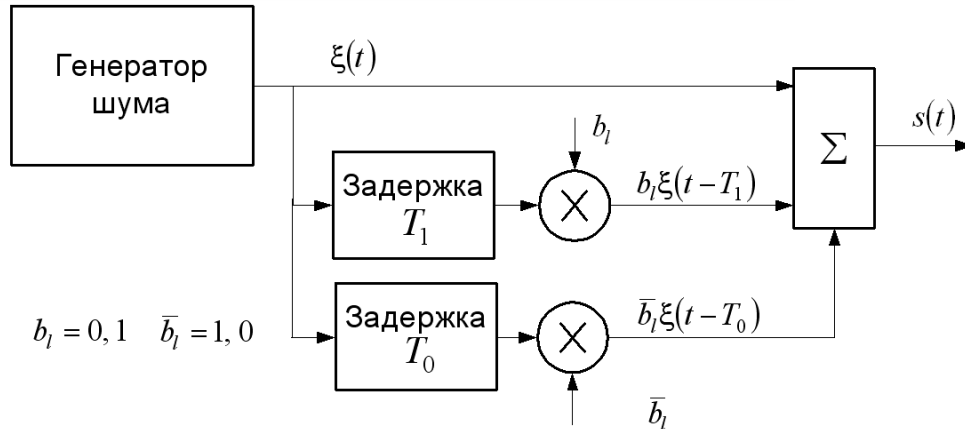


Рис.1. Кодовая спектральная модуляция в передатчике в результате интерференции между опорным сигналом и информационным сигналом, задержанным на время T_1 , либо T_0 согласно потоку битов.

В передатчике имеются два канала спектральной интерференции с различными задержками $T_1 \neq T_0$ для модуляции задержанного шума $\xi(t-T_{01})$ прямоугольными сигналами с нулевой, либо единичной амплитудой согласно потоку информационных битов $b_l = 0, 1$. Шумовой сигнал $\xi(t - T_1)$ с задержкой T_1 модулируется информационными символами $b_l = 0, 1$ в виде $b_l \xi(t - T_1)$. Шумовой сигнал $\xi(t - T_0)$ с задержкой T_0 модулируется сопряженными символами $\bar{b}_l = 1, 0$ в виде $\bar{b}_l \xi(t - T_0)$.

В линейном сумматоре передатчика (рис.1) имеет место спектральная интерференция опорного шумового сигнала $\xi(t)$ с одним из информационных сигналов $\bar{b}_l \xi(t - T_0)$ или $b_l \xi(t - T_1)$, задержанных на время T_0 , либо T_1 согласно потоку битов $b_l = 0, 1$

$$s(t) = \xi(t) + b_l \xi(t - T_1) + \bar{b}_l \xi(t - T_0) = \xi(t) + \xi(t - T_{01}). \quad (2)$$

В формуле (2) учтена возможность изменения задержки в зависимости от значения бита $b_l = 0, 1$ и для сокращения записи введена переменная задержка:

$$T_{01} = \begin{cases} T_0, & \text{если } b_l = 0, \\ T_1, & \text{если } b_l = 1 \end{cases}$$

Задержка информационного сигнала $\xi(t - T_{01})$ приводит к сокращению его длительности на время T_{01} в течение бита T_b , как показано на рис.2, что вызывает уменьшение энергии несущего сигнала при передаче двоичных битов. В работе [16] показано, что задержку T_{01} следует устанавливать много меньше $T_{01} \ll T_b$ длительности информационного бита T_b и при этом производить обнуление отсчетов опорного шума в конце каждого бита, чтобы сохранить потенциальные характеристики системы.

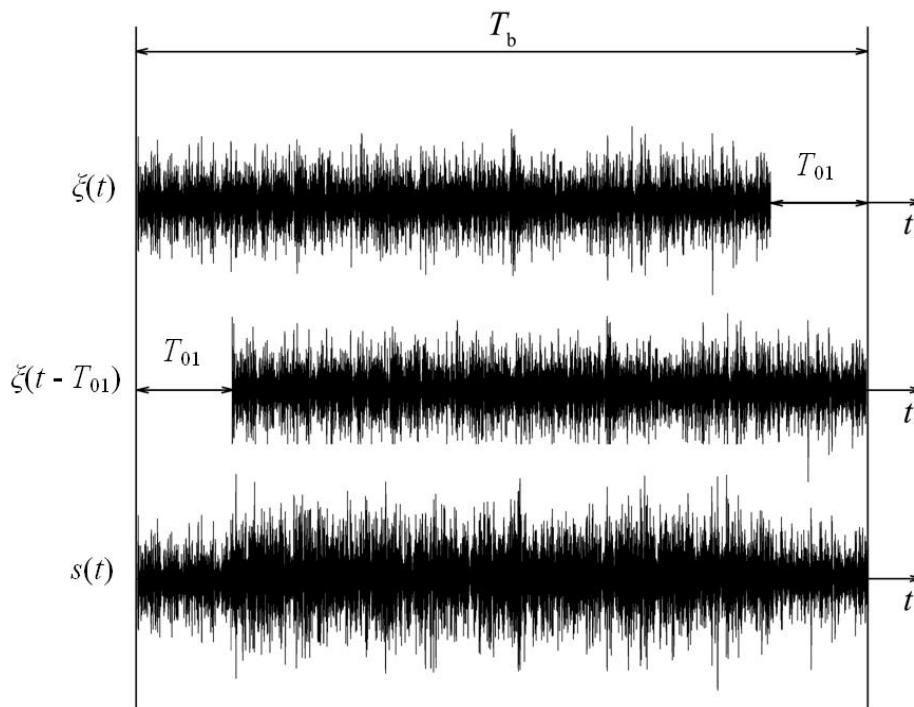


Рис.2. Внесение информации в результате разделения опорного и информационного шумовых сигналов по задержке на время T_{01}

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $s(t)$, который определяется за время следования T_b каждого информационного бита b_l , модулирован периодической функцией в виде [14]:

$$\hat{S}_s(f) = 2\hat{S}_\xi(f)[1 + b_l \cos(2\pi f T_{01})] . \quad (3)$$

Здесь $\hat{S}_s(f)$ и $\hat{S}_\xi(f)$ являются случайными оценками спектра мощности для суммарного $s(t)$ и опорного $\xi(t)$ шумовых сигналов с полосой частот Δf за конечное время анализа, равное длительности бита T_b .

При интерференции некогерентных шумовых сигналов [15-17], когда их относительная задержка T_{01} значительно превышает время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ и выполняется условие:

$$T_{01} \gg \tau_c \quad \text{или} \quad \Delta f T_{01} \gg 1, \quad (4)$$

спектральная плотность мощности (3) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с масштабом периодичности $F_m = 1/T_{01}$, зависящим от задержки T_{01} при передаче двоичных битов $b_l = 0, 1$. В спектре (3) наблюдается много интерференционных полос со сдвигом по частоте на величину $F_m = 1/T_{01}$ при выполнении условия (4).

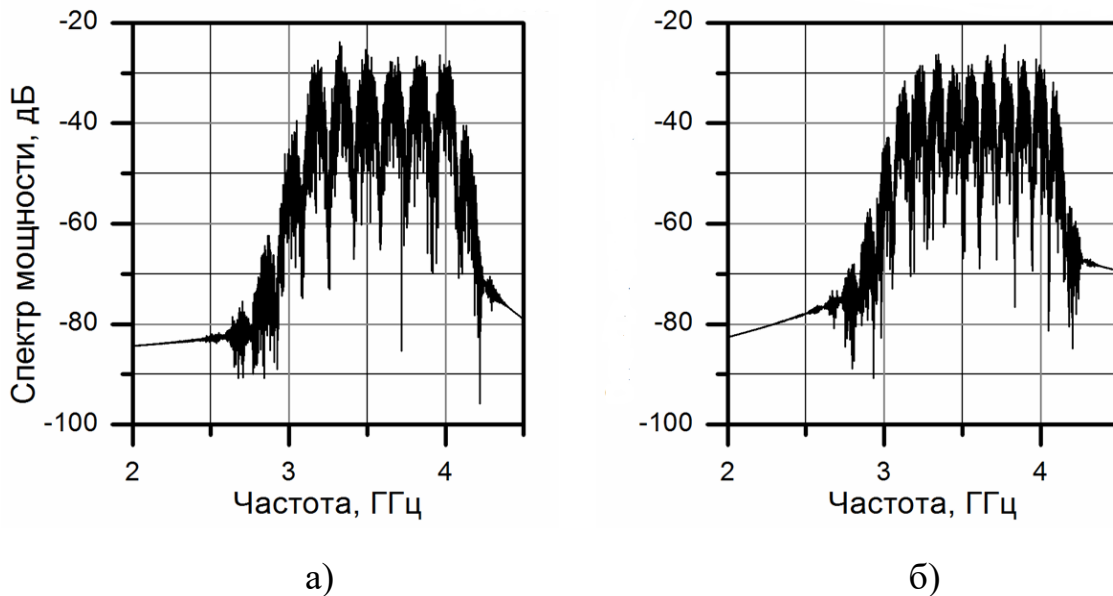


Рис.3. Спектры мощности (а,б) с кодовой спектральной модуляцией при передаче $b_l = 1$ бита (а) и $b_l = 0$ бита (б).

На рисунке 3а,б представлены спектры мощности (3) суммарных шумовых сигналов, вычисленные за конечное время $T_b = 1$ мкс длительности одного бита. Полоса частот шумовых сигналов составляет $\Delta f = 1000$ МГц и время когерентности порядка $\tau_c \approx 1/(\Delta f) = 1$ нс. При передаче единичного бита $b_l = 1$

задержка сигнала в модуляторе составляет $T_1 = 6$ нс. При передаче нулевого бита $b_l = 0$ задержка сигнала составляет $T_0 = 9$ нс.

Суммарный шумовой сигнал (2) с выхода модулятора поступает в линию передачи с аддитивной гауссовой помехой $n(t)$.

Оценка корреляционного эффекта в двухканальном приемнике

Функциональная схема приемника показана на рис.4 с двумя параллельными каналами корреляционной обработки поступающих шумовых сигналов как в работах [18-19].

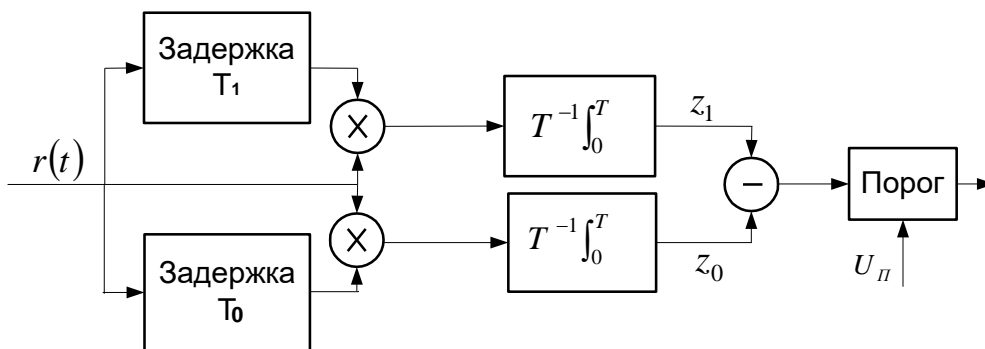


Рис.4. Автокорреляционная двухканальная обработка шумовых сигналов.

На вход приемника поступает общий сигнал в виде:

$$r(t) = s(t) + n(t) = [\xi(t) + b_l \xi(t - T_1) + \bar{b}_l \xi(t - T_0)] + n(t) \quad (5)$$

Оценка корреляционных эффектов \hat{z}_1 и \hat{z}_0 на выходе интеграторов в двух каналах приемника (рис.4) определяется в виде корреляционных интегралов:

$$\hat{z}_1(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_1)dt \quad \hat{z}_0(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_0)dt \quad (6)$$

Здесь $r(t)$ принятый шумовой сигнал (5), $t_l = t_0 + (l - 1)T_b$ является начальным моментом времени при поступлении символа b_l . Величины $\hat{z}_1(b_l)$ и $\hat{z}_0(b_l)$ являются случайными корреляционными оценками, усредненными за конечное время T_b длительности l - бита. Анализ вероятности битовой ошибки при передаче информации в канале с АГБШ помехой [14,19] основан на расчете

средних значений z_1 и z_0 в виде математических ожиданий от случайных оценок (6), а также на определении вариаций оценок (6) относительно z_1 и z_0 .

При поступлении двоичного символа $b_l = 1$ в потоке битов $b_l = 0,1$ корреляционная оценка (6) на выходе интегратора первого канала (рис.4) с задержкой T_1 определяется в виде:

$$\hat{z}_1(b_l = 1) = \hat{k}_\xi(0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) + \hat{k}_\xi(2T_1) + \hat{k}_n(T_1) + \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) + \hat{k}_{\xi n}(2T_1) \quad (7)$$

Корреляционная оценка $\hat{z}_0(1)$ на выходе интегратора второго канала с задержкой T_0 вычисляется аналогичным образом на основе (6). Результирующий эффект на выходе схемы вычитания (рис.4) при поступлении единичного бита $b_l = 1$ определяется в виде разности корреляционных оценок:

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(1) - \hat{z}_0(1) = & \hat{k}_\xi(0) - \hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_1) - \\ & - \hat{k}_\xi(T_1 + T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0) + \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) - \\ & - \hat{k}_{\xi n}(T_1 - T_0) - \hat{k}_{\xi n}(T_1 + T_0) + \hat{k}_{\xi n}(2T_1) \end{aligned} \quad (8)$$

Полезный эффект $U(b_l = 1)$ на выходе двухканального корреляционного приемника, подтверждающий поступление единичного информационного бита $b_l = 1$ в потоке битов $b_l = (0,1)$, определяется первым слагаемым $\hat{k}_\xi(0)$ в формуле (8) и равен положительной оценке дисперсии принятого информационного сигнала $\xi(t - T_1)$:

$$U(b_l = 1) = \hat{k}_\xi(0) = \sigma_\xi^2 \hat{R}_\xi(0) = \hat{\sigma}_\xi^2. \quad (9)$$

При поступлении другого символа $b_l = 0$ в потоке битов $b_l = (0,1)$ корреляционный эффект на выходе второго канала с задержкой T_0 определяется корреляционной оценкой (6) в виде:

$$\hat{z}_0(b_l = 0) = \hat{k}_\xi(0) + 2\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_0) + \hat{k}_n(T_0) + \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) + \hat{k}_{\xi n}(2T_0) \quad (10)$$

Результирующий эффект на выходе схемы вычитания (рис.4) при поступлении нулевого бита $b_l = 0$ вычисляется в виде разности корреляционных оценок:

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(0) - \hat{z}_0(0) = & -\hat{k}_\xi(0) + \hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) - \hat{k}_\xi(2T_0) + \\ & + \hat{k}_\xi(T_1 + T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0) - \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) - \\ & + \hat{k}_{\xi n}(T_1 - T_0) + \hat{k}_{\xi n}(T_1 + T_0) - \hat{k}_{\xi n}(2T_0) \end{aligned} \quad (11)$$

Полезный эффект $U(b_l = 0)$ на выходе приемника при поступлении нулевого бита $b_l = 0$ характеризуется первым слагаемым в формуле (11) и равен по величине отрицательной оценке дисперсии для информационного сигнала $\xi(t - T_0)$:

$$U(b_l = 0) = -\hat{k}_\xi(0) = -\sigma_\xi^2 \hat{R}(0) = -\hat{\sigma}_\xi^2. \quad (12)$$

Полезные эффекты (9) и (12) на выходе двухканального корреляционного приемника равны по величине оценке дисперсии для информационного шумового сигнала, однако отличаются знаком $\pm \hat{\sigma}_\xi^2$ при поступлении единичного $b_l = 1$ или нулевого $b_l = 0$ битов.

Внутрисистемные помехи

Внутрисистемные помехи появляются в результирующем эффекте (8) и (11) на выходе двухканального корреляционного приемника при передаче единичного $b_l = 1$ бита в виде суперпозиции случайных корреляционных оценок:

$$\hat{\Psi}_\xi(1) = -\hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_1) - \hat{k}_\xi(T_1 + T_0), \quad (13)$$

или при передаче нулевого $b_l = 0$ бита в виде суперпозиции:

$$\hat{\Psi}_\xi(0) = \hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) - \hat{k}_\xi(2T_0) + \hat{k}_\xi(T_1 + T_0) \quad (14)$$

Средние значения для внутрисистемных помех (13) и (14) в общем случае отличаются от нуля или являются близкими к нулю, если аргумент всех случайных оценок, содержащихся в правой части соотношений (13) и (14), значительно превышает время корреляции τ_c для исходного шума $\xi(t)$. Выражения (8) и (11) определяют смещенные оценки для полезного эффекта на выходе двухканального корреляционного приемника вследствие влияния внутрисистемных помех (13) и (14) с ненулевыми средними значениями. Устойчивая работа шумовой системы радиосвязи происходит в том случае,

если внутрисистемные помехи (13) и (14) являются малыми случайными величинами.

Важно обратить внимание в формулах (13) и (14) на первые слагаемые $\mp \hat{k}_\xi(T_1 - T_0)$ с разностным аргументом $(T_1 - T_0)$, которые возникают в результате интерференции и перемножения между собой задержанных сигналов $r(t - T_1)$ и $r(t - T_0)$ в двухканальном приемнике (рис.4). Первые составляющие внутрисистемных помех $\mp \hat{k}_\xi(T_1 - T_0)$ противоположны по знаку полезному эффекту $\pm \hat{k}_\xi(0)$ и поэтому могут уменьшить его значение, особенно, при использовании близких информационных задержек T_1 и T_0 . Устойчивая работа шумовой системы радиосвязи происходит в том случае, если корреляционные оценки $\mp \hat{k}_\xi(T_1 - T_0)$ являются малыми случайными величинами по сравнению с полезным эффектом $\pm \hat{k}_\xi(0)$. Подавление внутрисистемных помех $\mp \hat{k}_\xi(T_1 - T_0)$ производится при выборе их разностного аргумента значительно выше времени когерентности:

$$|T_1 - T_0| \gg \tau_c \quad (15)$$

Условие (15) налагает запрет на использование близких информационных задержек T_1 и T_0 в процессе модуляции широкополосного шума $\zeta(t)$ в приемнике. Задержки T_1 и T_0 должны отличаться на величину, которая значительно превышает время корреляции τ_c исходного шума $\zeta(t)$. Выполнение условия (15) необходимо для разделения и разрешения информационных корреляционных пиков по временному сдвигу в составе автокорреляционной функции принятого шумового сигнала с последующим восстановлением передаваемых сообщений.

Внутрисистемные помехи содержат другие аддитивные составляющие в правой части (13) и (14) в виде случайных оценок корреляции $\hat{k}_\xi(\tau)$ со значениями аргумента $\tau = T_0; T_1; 2T_0; 2T_1; (T_1 + T_0)$. Корреляционные оценки

$\hat{k}_\xi(\tau)$ с такими значениями аргумента становятся малыми случайными величинами при выполнении условия (4), когда происходит интерференция опорного шумового сигнала $\zeta(t)$ с каждым из некогерентных сигналов $\xi(t - T_{10})$, задержанных на время $T_{01} \gg \tau_c$.

Внутрисистемные помехи (13) и (14) оказывают маскирующее случайное воздействие на корреляционный приемник в течение всего сеанса передачи данных. Среднее значение внутрисистемных помех (13) и (14) в общем случае отличается от нуля так, что происходит искажение и смещение корреляционных оценок (8) и (11) на выходе схемы вычитания в приемнике. Влияние внутрисистемных помех усиливается и приводит к увеличению битовой ошибки при повышении скорости передачи данных $C = 1/T_b$, когда сокращается интервал усреднения T_b корреляционных оценок [19].

Вредное влияние внутрисистемных помех вследствие смещения корреляционного эффекта (8) и (11) в шумовой системе радиосвязи можно в значительной степени ослабить при выполнении условий (4) и (15), когда осуществляется интерференция и перемножение некогерентных между собой шумовых сигналов в модуляторе передатчика и в двухканальном приемнике.

Флуктуации внутрисистемных помех (13) и (14) относительно их ненулевых средних значений являются причиной асимптотического поведения и ограничения снизу вероятностных характеристик шумовой системы радиосвязи при повышении отношения сигнал/помеха. Наименьшее значение вероятности битовой ошибки, отвечающее асимптотическому участку вероятностной характеристики в отсутствие внешних помех $n(t) = 0$, определяется дисперсией для флуктуаций внутрисистемных помех (13) и (14). Уменьшение асимптотического порога достигается по мере снижения скорости передачи данных [9]. Появление асимптотического участка на вероятностной характеристике является характерной особенностью шумовых систем передачи информации в отличие от систем с постоянной энергией несущих сигналов в потоке информационных символов.

Внешние помехи

Результирующий эффект (8) и (11) на выходе двухканального корреляционного приемника содержит корреляционные оценки для внешней АГБШ помехи $n(t)$ в виде разности:

$$\hat{\Psi}_n(T_1, T_0) = \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0). \quad (16)$$

Среднее значение случайных корреляционных оценок (16) со сдвигом T_1 и T_0 определяется математическим ожиданием в виде:

$$M\{\hat{\Psi}_n\} = k_n(T_1) - k_n(T_0) = \sigma_n^2 [R_n(T_1) - R_n(T_0)]. \quad (17)$$

Здесь σ_n^2 - дисперсия, $R_n(\tau)$ - коэффициент корреляции внешней гауссовой помехи $n(t)$. Среднее значение (17) в общем случае отличается от нуля. Воздействие внешних помех с ненулевым средним значением (17) приводит к искажению и смещению статистических оценок (8) и (11) для результирующего эффекта на выходе корреляционного приемника.

При воздействии гауссовых помех $n(t)$ с узкой полосой частот Δf_n , когда выполняется условие $\Delta f_n \ll 1/T_{10}$, происходит их частичная компенсация на выходе вычитающего устройства в приемнике (рис.4). Действительно, выражение (17) содержит близкие величины $R_n(T_1)$ и $R_n(T_0)$, если время корреляции помехи $\tau_n \approx 1/\Delta f_n$ значительно превосходит $\tau_n \gg T_{10}$ информационные задержки T_1 и T_0 в модуляторе передатчика. Разность близких величин (17) вызывает малое искажение для полезного эффекта (8) и (11) в результате компенсации внешних помех.

Наибольший вред при восстановлении в приемнике передаваемых данных могут принести внешние помехи $n(t)$, время корреляции τ_n которых сравнимо $\tau_n \approx T_{10}$ с информационными задержками T_1 и T_0 . Тогда коэффициенты корреляции для помехи $R_n(T_1)$ и $R_n(T_0)$ с задержками T_1 и T_0 могут значительно отличаться между собой и в общем случае не подлежат компенсации при вычитании (17).

Внешние помехи $n(t)$ в той же полосе частот $\Delta f_n \approx \Delta f$, как для несущего сигнала $\zeta(t)$, характеризуются низким уровнем дальних боковых лепестков для коэффициентов корреляции помех с аргументами (T_1, T_0) . Действительно, для широкополосных помех с малым временем когерентности $\tau_n \ll T_{10}$ относительно информационных задержек T_1 и T_0 выполняется условие подобное требованию некогерентности (4) к полезному сигналу со сдвигом T_{10} . В результате усреднения за время T_b каждого бита корреляционным приемником производится эффективное подавление широкополосных помех до низкого уровня разности (17) для дальних боковых выбросов корреляционной функции [24]. Помехоустойчивость автокорреляционной системы радиосвязи при воздействии широкополосных помех [14,20-21] определяется базой (processing gain) $B = \Delta f T_b$ несущего шумового сигнала $\zeta(t)$.

Мультипликативные помехи

Результирующий эффект (18), (11) на выходе двухканального корреляционного приемника содержит случайные мультипликативные оценки со сдвигом $\tau = 0; T_0; T_1; 2T_0; 2T_1; (T_1 - T_0); (T_1 + T_0)$ в виде корреляционных интегралов (6):

$$\hat{k}_{\xi n}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_1}^{t_1+T_b} \xi(t)n(t+\tau)dt \quad (18)$$

Мультипликативные оценки $\hat{k}_{\xi n}(\tau)$ определяются корреляционным интегралом (18) от произведения сигнала $\xi(t)$ и помехи $n(t+\tau)$ при усреднении за конечное время бита T_b . При условии статистической независимости шумового сигнала $\xi(t)$ и гауссовой помехи $n(t)$ мультипликативные оценки (18) являются малыми, случайными величинами с нулевым средним значением, которое определяется математическим ожиданием:

$$k_{\xi n}(\tau) = M\{\hat{k}_{\xi n}(\tau)\} = 0 . \quad (19)$$

Мультипликативные случайные помехи (18) с нулевым средним значением не вызывают смещения результирующего эффекта, однако обладают малой и

конечной дисперсией, поэтому их следует учитывать при расчете шумовых характеристик (noise performance) автокорреляционной системы связи. Мультипликативные помехи (17) могут оказать заметное влияние на вероятность битовой ошибки в шумовой системе связи при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

Соблюдение условий некогерентной интерференции (4) при внесении дискретной информации в несущие непрерывные шумовые сигналы позволит устранить вредные вариации мощности передаваемых шумовых сигналов в канале связи и тем самым повысить информационную скрытность шумовой системы связи [22]. Выполнение условий некогерентной интерференции (4) и требований (15) необходимо для устойчивого функционирования шумовой системы связи.

Заключение

Проведено исследование корреляционных оценок в сверхширокополосной шумовой системе передачи дискретной информации на основе относительного метода (Transmitted Reference Technique) с использованием интерференции между опорным шумовым сигналом и информационным сигналом, задержанным на различное время согласно потоку двоичных символов.

Когерентная обработка широкополосных шумовых сигналов в двухканальном корреляционном приемнике осуществляется синхронно потоку информационных битов. Получены аналитические выражения для статистической оценки корреляционного эффекта на выходе двухканального приемника, когда передача информации производится при воздействии аддитивной гауссовой помехи.

Показано существование внутрисистемных помех в процессе интерференции принятых шумовых сигналов с их перемножением в двух каналах корреляционной обработки. Внутрисистемные помехи оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего времени передачи данных и приводят к смещению и искажению корреляционной оценки для полезного отклика на выходе приемника. Эффективное подавление

внутрисистемных помех в приемнике происходит, когда сами информационные задержки и разность этих задержек превышают интервал когерентности несущих шумовых сигналов.

Показано возникновение в приемнике мультипликативных помех, которые определяются корреляционным интегралом от произведения несущего шумового сигнала и внешней гауссовой помехи при усреднении за конечное время бита. Мультипликативные помехи являются малыми случайными величинами с нулевым средним значением при условии статистической независимости шумового сигнала и внешней помехи. Внутрисистемные и мультипликативные помехи оказывают заметное влияние на вероятность битовой ошибки при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

Результаты исследования автокорреляционной шумовой системы по передаче информации на основе интерференции задержанных шумовых сигналов со спектральной модуляцией могут быть использованы при разработке скрытных систем шумовой радиосвязи с расширением спектра, предназначенных для применения в персональных локальных WPAN сетях микроволнового и терагерцового диапазонов частот.

Автор выражает благодарность В.В. Чапурскому за полезное обсуждение работы и Д.Е. Радченко за помощь в проведение численного моделирования.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-07-00903-м.

Литература

1. К. Феер, Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра, Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
2. Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, В.В. Колесов, В.Я. Кислов и др. // Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации, Радиотехника и электроника, 2003, Т.48, № 10, С.1157-1185.

3. M. R. Bloch, Covert communication over noisy channels: A resolvability perspective // IEEE Trans. Inf. Theory, May 2016, Vol. 62, No. 5, pp. 2334–2354
4. Курский В.Н., Проклов В.В. Концепция обеспечения информационной безопасности и конфиденциальности на физическом уровне беспроводного интерфейса ГРИД. // Радиотехника и электроника. 2016, Т. 61, №8, С. 781-787.
5. Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника, 2017, Т. 62, № 4, С. 354-363.
6. Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling, and Laurence B. Milstein, Theory of Spread-Spectrum Communications. A Tutorial, // IEEE Transactions on Communications, May 1982, Vol. COM-30, No. 5, pp.855-869.
7. Калинин В.И., Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // Письма в ЖТФ, 2005, Том 31, Вып.21, С.58-63.
8. Л.Е. Назаров, П.В. Шишкин, В.В. Батанов, Алгоритмы итеративного некогерентного приема сигналов на основе последовательных турбо-кодов и сигналов Уолша при передаче по нестационарным каналам. // Радиотехника и электроника, 2016, Т. 61, № 4, С. 366-372.
9. Mikhail E. Ilchenko, V. I. Kalinin, T. N. Martine, and R. M. Didkovski, Potential Performance of the Communication Systems Using Autocorrelation Reception of Shift-Keyed Noise Signals // Telecommunications and Radio Engineering, 2014, Vol. 73, No. 11, pages 955-976.
10. Л.В. Кузьмин, А.В. Гриневич, М.Д. Ушаков, Экспериментальное исследование многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале // Письма в ЖТФ, 2018, том 44, вып. 16, С. 48-56

11. Р.П. Быстров, В.Е. Кузмичев, Шумовые РЛС с гребенчатыми фильтрами в устройстве обработки сигналов // *Успехи современной радиоэлектроники*», 2015, вып. 8, С. 47-54.
12. 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.
13. Jack. Cuang, Ram M. Narayanan, Performance of Non-Polarized Noise Modulated Communications System in the Presence of Interference // *Wireless Personal Communications*, August 2012, Vol. 65, Issue 4, pp.776-796.
14. В.И. Калинин, В.В. Чапурский, Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией // *Радиотехника и электроника*, 2015, Том 60, №10, С. 1025-1035.
15. В.И. Калинин, Д.Е Радченко, В.А. Черепенин, Вероятностные характеристики цифрового канала передачи информации на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией // *Радиотехника*, 2015, №8, С. 84-94.
16. В.И. Калинин, Д.Е Радченко, В.А. Черепенин, Помехоустойчивость шумовой широкополосной системы связи при передаче двоичных данных на основе спектральной модуляции // *Электромагнитные волны и электронные системы*, 2016, №3, С. 40-48.
17. Tiodor. Narytnik, Aladdin Amro, Michael Ilchenko, Valeri Kalinin, OsamaTurabi. Sub-Terahertz Low Power UWB Communication Link for WPAN // *Network and Complex Systems*, 2012, Vol. 2, No. 4, p.45-49.
18. Калинин В.И., Чапурский В.В. Шумовые системы передачи данных с псевдоквадратурной обработкой сигналов // *Успехи современной радиоэлектроники*», 2017, вып. 6, С. 15-22.
19. В.И. Калинин, В.В. Чапурский, Передача бинарной информации на основе непрерывных несущих шумовых колебаний // *Успехи современной радиоэлектроники*, 2015, №8, С. 38-46.

20. M. Sushchik, L.S. Tsimring, and A.R. Volkovskii, Performance Analysis of Correlation-Based Communication Schemes Utilizing Chaos // IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol.47, No.12, December 2000, pp.1684-1691.
21. G. Kolumban, M.P.Kennedy, and L.O. Chua, The role of synchronization in digital communications using chaos-Part III: Performance bounds for correlation receivers // IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 47, no. 12, pp.1673-1683, Dec. 2000.
22. В. И. Калинин. Шумовая система радиосвязи на основе интерференции задержанных информационных сигналов // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr17/1/text.pdf>.
23. В.И. Калинин, Статистический анализ шумовой системы передачи дискретной информации с расширением спектра, Материалы XII-ой Межд. научн. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации», ПТСПИ-2017, Суздаль, 5-7 июля 2017 г., том 1, стр.85-88.
24. Julius S. Bendat, Allan G. Piersol, Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis, Wiley Interscience Publication, New York, 1980 (Пер. с англ. Дж. Бендат, А. Пирсол, Применения корреляционного и спектрального анализа. – М.: Мир, 1983).

Для цитирования:

В. И. Калинин. Статистический анализ шумовой системы радиосвязи с двухканальным корреляционным приемником. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 9. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep18/5/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.9.5