

УДК 621.391, 621.396

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОЦЕНКА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ОТНОСИТЕЛЬНЫМ МЕТОДОМ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

В. И. Калинин

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

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2019 г.

Аннотация. Проведено исследование автокорреляционной шумовой системы передачи дискретной информации в канале с аддитивной гауссовой помехой. В передатчике производится разделение сверхширокополосного шумового сигнала на опорный шумовой сигнал и два задержанных шумовых сигнала, которые модулируются противоположными по знаку информационными двоичными символами. Выполнен статистический анализ корреляционных оценок на выходе двухканального корреляционного приемника в шумовой системе радиосвязи с расширением спектра. Обнаружено возникновение собственных внутрисистемных помех и предложен способ их устранения за счет определенного выбора информационных задержек, которые должны быть некратными между собой и отличаться на величину, превышающую время когерентности. Определены условия скрытной и помехоустойчивой передачи дискретной информации в канале радиосвязи с аддитивной гауссовой помехой.

Ключевые слова: шумовая радиосвязь, расширение спектра, автокорреляционная обработка, информационная задержка, спектральная модуляция, статистическая оценка.

Abstract. Ultra wideband (UWB) noise communication system using spread spectrum technique is proposed for a covert data transmission through additive white Gaussian noise (AGWN) channel. Wireless communication systems apply the transmitted reference (TR) techniques for a covert data transmission on the base of UWB noise waveforms. Coherent noise reference, required for optimal signal processing in correlation receiver, is transmitted through wireless channel

simultaneously with informative noise waveforms modulated by data symbols. Proposed communication system, using the time diversity of the noise reference, accomplishes the relative time delay of informative noise carriers at different time intervals T_1 or T_0 . Noise signals with the time delay T_1 are modulated by antipodal informative symbols $b_l = \pm 1$ according to data stream. Noise signals delayed at the time T_0 are modulated by conjugate binary symbols $\bar{b}_l = \mp 1$. The spectral interference in result of the linear superposition is occurred between the noise reference and delayed informative noise signals in TR transmitter. Spectral power density of result noise signals is modulated by three harmonic functions with the periods in inverse proportion to relative time delays: T_1 ; T_0 ; $(T_1 - T_0)$. The time convolution of received continuous noise waveforms during every informative symbol is produced using the two-channel correlation receiver. The time delay in each receiver correlation channel corresponds to the diversity time delay T_1 or T_0 of informative noise signals.

The correlation estimation problem arises when data transmitting is produced utilizing continuous noise waveforms. The potentially performances of communication systems normally degrade, if the energy of informative noise carriers randomly varies in the digital data stream. Correlation estimations are statistical evaluated for data transmission throw AGWN channel. Intersystem jamming is excited at the output of two channel correlation receiver even if message data are transmitted over a wireless channel without thermal noise. This paper proposes the method of intersystem jamming reduction when the necessary requirements are satisfied, namely informative time delays (T_1, T_0) , its difference $(T_1 - T_0)$ and next expressions $(T_1 - 2T_0)$; $(T_0 - 2T_1)$ significantly exceed the coherent interval of UWB noise carriers. Exclusion principles to utilize closely spaced and two multiple informative time delays in the process of the spectrum modulation are considered.

Key words: wireless noise communications, spread spectrum, statistic evaluation, spectrum modulation, correlation signal processing, signal delay.

Введение

Телекоммуникационные системы с расширением спектра (Spread Spectrum Communications) обладают высокой скоростью передачи информации в каналах

с сильными внешними помехами при многолучевом распространении сигналов [1-5]. Беспроводные системы связи на основе сверхширокополосных (СШП) несущих шумовых хаотических сигналов с низкой спектральной плотностью мощности характеризуются информационной безопасностью и скрытностью при передаче информации в открытых каналах [6-9].

В шумовых системах радиосвязи с расширением спектра используются относительные методы модуляции (Transmitted Reference Technique) с одновременной передачей в канале информационного и опорного шумовых хаотических сигналов [7,10]. Передача дискретной информации относительным методом с разделением по времени сигналов производится в результате спектральной интерференции между задержанным информационным сигналом и опорным шумом [11-16]. В передатчике осуществляется спектральная модуляция суммарного шумового сигнала при суперпозиции между собой полностью некогерентных сигналов - опорного шума и информационного шумового сигнала с задержкой на время значительно превышающего интервал когерентности [17-20].

При передаче информации в беспроводных каналах радиочастотного диапазона (RF wireless communications) и в оптических линиях связи (optical wireless communication links) возникает проблема статистических оценок [3,21]. В процессе автокорреляционной обработки в приемнике шумовой системы радиосвязи вычисляется случайная оценка корреляционного эффекта на выходе интегратора за конечное время усреднения, равное длительности передаваемого бита в потоке информационных символов. Способ модуляции при внесении дискретной информации в несущие шумовые сигналы и форма представления цифровых данных оказывают существенное влияние на структуру корреляционных оценок в приемнике [14-15].

При передаче информации на основе шумовых хаотических сигналов возникают собственные внутрисистемные помехи, что приводит к смещению корреляционных оценок и деградации вероятностных характеристик в системе радиосвязи [10,11,14]. В работах [7,15] выполнен анализ корреляционных

оценок в СШП шумовой системе с коммутацией двух информационных задержек при внесении дискретной информации в несущие шумовые сигналы. В модуляторе передатчика осуществляется интерференция между опорным шумовым сигналом и одним из информационных шумовых сигналов, задержанным на различное время согласно потоку двоичных символов.

Настоящая работа является развитием исследований [11,14-15,19] по скрытной передаче информации в шумовой системе радиосвязи с расширением спектра. Предложен новый способ модуляции сигналов в результате суперпозиции между опорным сигналом и двумя задержанными на различное время шумовыми сигналами, которые модулируются противоположными информационными символами $b_l = \pm 1$. Статистический анализ корреляционных оценок в автокорреляционной шумовой системе радиосвязи позволяет определить структуру внутрисистемных и мультипликативных помех, а также обосновать необходимые требования к временным задержкам шумовых информационных сигналов в процессе спектральной модуляции.

Спектральная модуляция при внесении информации

Представление информационных сообщений производится в формате последовательности противоположных (antipodal) бинарных символов $b_l = \pm 1$. Модуляция СШП несущих шумовых сигналов информационными бинарными символами $b_l = \pm 1$ производится согласно функциональной схеме (рис.1), которая рассмотрена в работе [19]. Непрерывный шумовой хаотический сигнал $\zeta(t)$ от задающего генератора шума в передатчике на рисунке 1 разделяется на два информационных канала и опорный канал. Внесение дискретной информации осуществляется в результате сложения (суперпозиции) двух информационных задержанных шумовых сигналов и опорного шумового сигнала. Первый информационный сигнал задерживается в линии задержки на время T_1 и умножается на величину передаваемого двоичного символа $b_l = \pm 1$. Второй информационный сигнал задерживается в другой линии задержки на

время T_0 и умножается на величину сопряженного информационного символа $\bar{b}_l = \mp 1$.

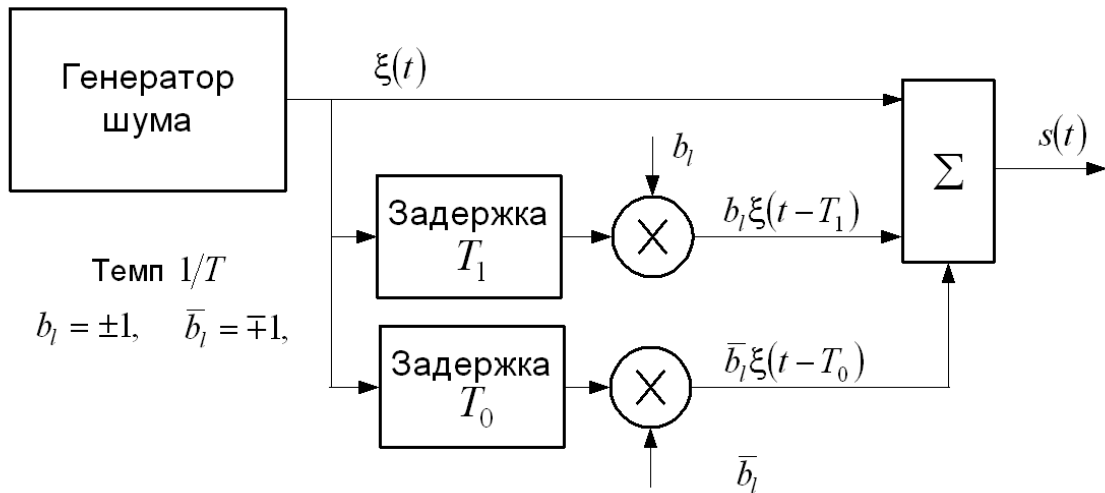


Рис.1. Внесение дискретной информации в передаваемый шумовой сигнал при суперпозиции опорного сигнала и двух информационных сигналов, задержанных на время T_1 и T_0 .

Шумовой сигнал $s(t)$ на выходе передатчика (рис.1) определяется в виде суммы:

$$s(t) = \xi(t) + b_l \xi(t - T_1) + \bar{b}_l \xi(t - T_0) \quad (1)$$

и является результатом суперпозиции опорного сигнала $\xi(t)$ и двух информационных сигналов $b_l \xi(t - T_1)$ и $\bar{b}_l \xi(t - T_0)$, задержанных на время T_1 и T_0 согласно потоку битов b_l . Суммарный шумовой сигнал (1) с выхода передатчика поступает в канал связи с аддитивной гауссовой помехой $n(t)$.

Запаздывание информационных сигналов $b_l \xi(t - T_1)$ и $\bar{b}_l \xi(t - T_0)$ приводит к сокращению их длительности на время задержки T_1 и T_0 в течение бита T_b , что вызывает уменьшение энергии информационных сигналов и приводит к повышению вероятности битовой ошибки. В работах [15,20] показано, что информационные задержки T_1 и T_0 следует устанавливать много меньше $T_1, T_0 \ll T_b$ длительности информационного бита T_b , а также производить обнуление отсчетов опорного шумового сигнала в конце каждого битового интервала на время информационной задержки с целью сохранить

потенциальные характеристики системы связи.

Исходный шумовой сигнал $\zeta(t)$ полагаем стационарным процессом с равномерным спектром в полосе Δf на средней частоте f_0 и с корреляционной функцией вида

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

где σ_{ζ}^2 - дисперсия, $R_{\zeta}(\tau)$ – коэффициент корреляции шума.

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $s(t)$, который определяется за время следования каждого информационного бита b_l , модулирован периодическими функциями в виде:

$$\hat{S}_s(f) = 2\hat{S}_{\zeta}(f)[1 + b_l \cos(2\pi f T_1) + \bar{b}_l \cos(2\pi f T_0) + b_l \bar{b}_l \cos(2\pi f (T_1 - T_0))] \quad (3)$$

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

В результате суперпозиции трех шумовых сигналов (1) происходит взаимная интерференция между сигналами с относительными задержками T_1 , T_0 и разности задержек $(T_1 - T_0)$. При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов (1), когда их относительные задержки T_1 , T_0 и $(T_1 - T_0)$ значительно превышают время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ и выполняются условия:

$$T_1 \gg \tau_c \quad T_0 \gg \tau_c \quad |T_1 - T_0| \gg \tau_c \quad (4)$$

или

$$\Delta f T_1 \gg 1 \quad \Delta f T_0 \gg 1 \quad \Delta f |T_1 - T_0| \gg 1, \quad (5)$$

спектральная плотность мощности (3) модулируется тремя гармоническими функциями в зависимости от частоты f с различными масштабами периодичности:

$$F_1 = 1/T_1 \quad F_0 = 1/T_0 \quad F_{01} = 1/|T_1 - T_0| \quad , \quad (6)$$

которые зависят не только от информационных задержек, но и от их разности.

Передача бинарных данных $b_l = \pm 1$ относительным методом [7,11] происходит при интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов. При выполнении условий (4) некогерентной суперпозиции в спектре $\hat{S}_s(f)$ суммарного шумового сигнала наблюдается много интерференционных полос с тремя различными масштабами периодической модуляции (6).

Первые две модулирующие функции с периодами F_1 и F_0 в формуле (3) испытывают обращение знака (инверсию) в зависимости от значения передаваемого бита $b_l = \pm 1$ или его сопряженного символа $\bar{b}_l = \mp 1$ в потоке передаваемых битов. Коэффициент $b_l \bar{b}_l = -1$ для третьей модулирующей функции в формуле (3) имеет отрицательный знак при любом значении информационного символа $b_l = \pm 1$. Модуляция случайных оценок спектра (3) функциями с тремя различными периодами и инверсией знака приводит к уменьшению глубины и заметности периодической модуляции спектра. Взаимная маскировка информационных составляющих в самом спектре (3) излучаемого шумового сигнала (2) способствует повышению скрытности и информационной безопасности сообщений, передаваемых по беспроводному каналу связи.

При передаче дискретной информации в формате $b_l = 0,1$ коэффициент $b_l \bar{b}_l$ в формуле (3) становится равным нулю $b_l \bar{b}_l = 0$, тогда энергетический спектр $\hat{S}_s(f)$ выходного сигнала определяется в виде:

$$\hat{S}_s(f) = 2\hat{S}_\xi(f)[1 + b_l \cos(2\pi f T_1) + \bar{b}_l \cos(2\pi f T_0)] \quad (7)$$

Здесь $\bar{b}_l = 1,0$ является сопряженным символом. Спектр (7) модулирован периодической функцией (рис. 2а,б) с периодом T_0 , либо T_1 согласно потоку двоичных битов b_l , как следует из анализа в работах [7,11,17].

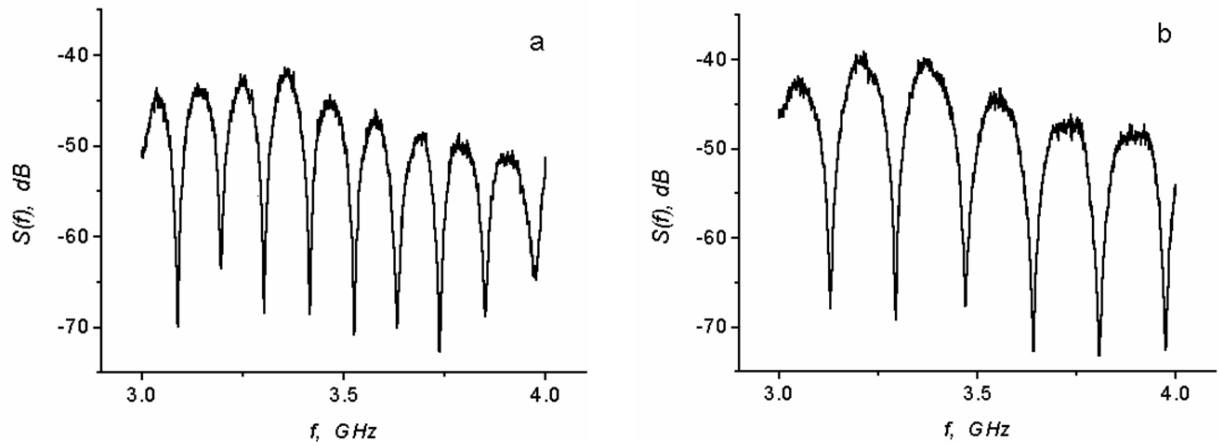


Рис.2а,б. Спектральная модуляция при передаче $b_l = 1$ единичного (а) и $b_l = 0$ нулевого (б) битов в потоке информационных символов $b_l = 0,1$.

Периодическая модуляция с наибольшей глубиной в спектре (рис. 2а,б) для несущего шумового сигнала становится заметной для внешнего наблюдателя и свидетельствует о передаче дискретной информации. Скрытную передачу информации в беспроводном канале целесообразно осуществлять в формате $b_l = \pm 1$ представления данных. В этом случае шумовой спектр (3) модулирован тремя функциями с инверсией шумовых сигналов и поэтому спектральная модуляция излучаемого сигнала становится менее заметной.

Корреляционный анализ широкополосных шумовых сигналов

Передаваемый шумовой сигнал (1) со спектральной модуляцией (3) поступает в канал связи с аддитивной гауссовой помехой $n(t)$. Шумовой процесс на входе приемника является суммой полезного шумового сигнала (1) и внешней помехи $n(t)$ в виде:

$$r(t) = [\xi(t) + b_l \xi(t - T_1) + \bar{b}_l \xi(t - T_0)] + n(t) \quad (8)$$

Коэффициент ослабления передаваемого сигнала в канале распространения полагаем равным единице. Модуляция задержанных шумовых сигналов производится информационными символами в формате $b_l = \pm 1$.

Функциональная схема двухканального коррелятора в приемнике для шумовой системы связи рассмотрена в работе [19] и показана на рис.3.

Приемник содержит два параллельных канала корреляционной обработки, фиксированные задержки в которых соответствуют информационным задержкам T_0 и T_1 при внесении цифровых данных в передатчике.

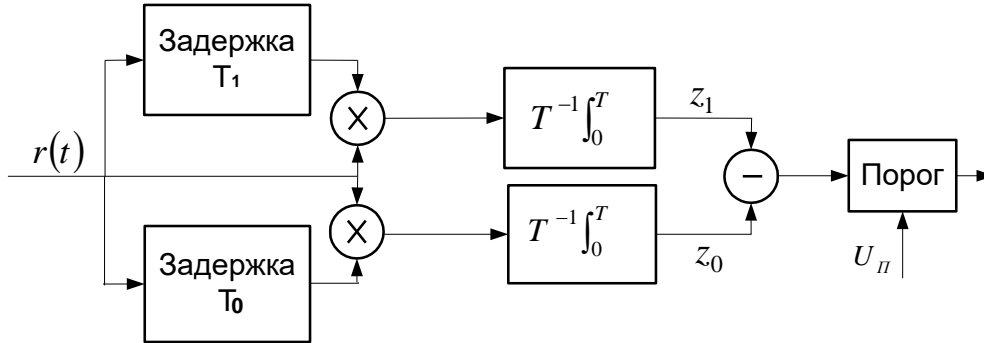


Рис.3. Автокорреляционная обработка сигналов в двух каналах приемника.

Оценка средних значений z_1 и z_0 на выходе интеграторов в двух каналах приемника (рис.3) определяется в виде корреляционных интегралов:

$$\hat{z}_1(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_1)dt \quad \hat{z}_0(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_0)dt \quad (9)$$

Здесь $r(t)$ принятый шумовой сигнал (8), $t_l = t_0 + (l - 1)T_b$ является начальным моментом времени при поступлении очередного 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.

При поступлении положительного символа $b_l = +1$ в потоке битов $b_l = \pm 1$ среднее значение $\hat{z}_1(+1)$ на выходе интегратора в первом канале приемника (рис.3) с задержкой T_1 вычисляется согласно выражению (8) для принятого сигнала и корреляционным оценкам (9) в виде:

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(+1) = & \hat{k}_\xi(0) - \hat{k}_\xi(T_0 - 2T_1) + 3\hat{k}_\xi(T_1) + \hat{k}_\xi(2T_1) - \hat{k}_\xi(T_0) - \\ & - \hat{k}_\xi(T_0 + T_1) - \hat{k}_\xi(T_0 - T_1) + \hat{k}_n(T_1) + \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) \\ & + \hat{k}_{\xi n}(2T_1) - \hat{k}_{\xi n}(T_0 - T_1) - \hat{k}_{\xi n}(T_0 + T_1) \end{aligned} \quad (10)$$

Среднее значение $\hat{z}_0(+1)$ на выходе второго канала приемника с задержкой T_0 вычисляется в виде:

$$\begin{aligned} \hat{z}_0(+1) = & -\hat{k}_\xi(0) - \hat{k}_\xi(T_1 - 2T_0) + 3\hat{k}_\xi(T_0) - \hat{k}_\xi(2T_0) - \hat{k}_\xi(T_1) + \\ & + \hat{k}_\xi(T_0 + T_1) + \hat{k}_\xi(T_0 - T_1) + \hat{k}_n(T_0) - \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) - \\ & - \hat{k}_{\xi n}(2T_0) + \hat{k}_{\xi n}(T_0 - T_1) + \hat{k}_{\xi n}(T_0 + T_1) \end{aligned} \quad (11)$$

При поступлении положительного символа $b_l = +1$ определяется результирующий эффект на выходе схемы вычитания (рис.3) в двухканальном приемном устройстве с учетом (10) и (11) в виде:

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(+1) - \hat{z}_0(+1) = & 2\hat{k}_\xi(0) + \hat{k}_\xi(T_1 - 2T_0) - \hat{k}_\xi(T_0 - 2T_1) - \\ & - 2\hat{k}_\xi(T_0 - T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0 + T_1) + 4\hat{k}_\xi(T_1) - 4\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_1) + \\ & + \hat{k}_\xi(2T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0) + 2\hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) + \\ & + \hat{k}_{\xi n}(2T_1) + \hat{k}_{\xi n}(2T_0) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0 - T_1) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0 + T_1) \end{aligned} \quad (12)$$

При поступлении отрицательного символа $b_l = -1$ из информационного потока $b_l = \pm 1$ в результате операции вычитания аналогичным образом определяется корреляционный эффект на выходе приемного устройства в виде:

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(-1) - \hat{z}_0(-1) = & -2\hat{k}_\xi(0) + \hat{k}_\xi(T_1 - 2T_0) - \hat{k}_\xi(T_0 - 2T_1) + \\ & + 2\hat{k}_\xi(T_0 - T_1) + 2\hat{k}_\xi(T_0 + T_1) + 4\hat{k}_\xi(T_1) - 4\hat{k}_\xi(T_0) - \hat{k}_\xi(2T_1) - \\ & - \hat{k}_\xi(2T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0) - 2\hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_1) - 2\hat{k}_{\xi n}(T_0) - \\ & - \hat{k}_{\xi n}(2T_1) - \hat{k}_{\xi n}(2T_0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_0 - T_1) + 2\hat{k}_{\xi n}(T_0 + T_1) \end{aligned} \quad (13)$$

При наличии аддитивной гауссовой помехи $n(t)$ в составе принимаемого сигнала $r(t)$ полезный эффект на выходе схемы вычитания в двухканальном корреляционном приемнике (рис.3) определяется первым слагаемым в формулах (12) и (13).

При поступлении символа $b_l = +1$ в потоке битов $b_l = \pm 1$ полезный эффект $U(b_l = +1)$ на выходе приемника является положительной величиной и равен статистической оценке для удвоенной дисперсии исходного сигнала $\xi(t)$:

$$U(b_l = +1) = 2\hat{k}_\xi(0) = 2\sigma_\xi^2 \hat{R}_\xi(0) = 2\hat{\sigma}_\xi^2 \quad (14)$$

При поступлении отрицательного символа $b_l = -1$ полезный эффект $U(b_l = -1)$ на выходе приемника определяется случайной оценкой для удвоенной дисперсии с отрицательным знаком:

$$U(b_l = -1) = -2\hat{k}_\xi(0) = -2\sigma_\xi^2 \hat{R}_\xi(0) = -2\hat{\sigma}_\xi^2 \quad (15)$$

Полезный эффект (14) и (15) на выходе схемы вычитания в корреляционном приемнике является знакопеременным $(\pm 2\hat{\sigma}_\xi^2)$ и его величина при передаче данных формата $b_l = \pm 1$ в два раза превышает полезный эффект $(\pm \hat{\sigma}_\xi^2)$ при передаче данных [11,15] в цифровом формате $b_l = (0,1)$.

Внутрисистемные помехи

Полезный эффект (14) и (15) при корреляционной обработке определяется в виде противоположных по знаку корреляционных оценок $\pm 2\hat{k}_\xi(0)$ с нулевым аргументом. Результирующий эффект на выходе приемника наряду с полезным корреляционным эффектом $\pm 2\hat{k}_\xi(0)$ содержит сумму многих корреляционных оценок в правой части соотношений (12) и (13).

Внутрисистемные помехи появляются в результирующем эффекте (12), (13) в виде ряда случайных корреляционных оценок с различными аргументами: $(T_1 - T_0)$, $(T_1 - 2T_0)$, $(T_0 - 2T_1)$, T_1 , T_0 , $2T_1$, $2T_0$, $(T_1 + T_0)$ для несущего шумового сигнала $\zeta(t)$. При передаче положительного бита $b_l = +1$ внутрисистемные помехи определяются в результирующем эффекте (12) на выходе двухканального корреляционного приемника в виде суперпозиции случайных корреляционных оценок:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_\xi(+1) = & \hat{k}_\xi(T_1 - 2T_0) - \hat{k}_\xi(T_0 - 2T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0 - T_1) - \\ & - 2\hat{k}_\xi(T_0 + T_1) + 4\hat{k}_\xi(T_1) - 4\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_1) + \hat{k}_\xi(2T_0) \end{aligned} \quad (16)$$

При передаче отрицательного бита $b_l = -1$ внутрисистемные помехи определяются в результирующем эффекте (13) в виде суммы оценок:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_\xi(-1) = & \hat{k}_\xi(T_1 - 2T_0) - \hat{k}_\xi(T_0 - 2T_1) + 2\hat{k}_\xi(T_0 - T_1) + \\ & + 2\hat{k}_\xi(T_0 + T_1) + 4\hat{k}_\xi(T_1) - 4\hat{k}_\xi(T_0) - \hat{k}_\xi(2T_1) - \hat{k}_\xi(2T_0) \end{aligned} \quad (17)$$

Среднее значение для внутрисистемных помех (16) и (17) в общем случае отличается от нуля, что приводит к искажению и смещению полезного информационного эффекта $\pm 2\hat{k}_\xi(0)$ на выходе корреляционного приемника. Устойчивая передача информации в шумовой системе происходит в том случае, если все внутрисистемные помехи являются малыми случайными величинами. Это требование выполняется, если аргументы всех корреляционных оценок для внутрисистемных помех в выражениях (16), (17) значительно превышают время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ для несущего шумового сигнала $\xi(t)$.

Корреляционные оценки в выражениях (16), (17) с аргументами $T_1, T_0, 2T_1, 2T_0, (T_1 + T_0)$ являются малыми случайными величинами согласно условиям (4) и (5), выполнение которых необходимо при суперпозиции некогерентных шумовых сигналов в процессе внесения цифровых данных.

Маскирующее влияние внутрисистемных помех (16), (17) на полезный корреляционный отклик $(\pm 2\hat{\sigma}_\xi^2)$ в результирующем эффекте (12), (13) можно уменьшить, если условия (4), (5) дополнить обязательными требованиями:

$$|T_1 - T_0| \gg \tau_c, \quad \text{или} \quad \Delta f |T_1 - T_0| \gg 1, \quad (18)$$

$$|T_1 - 2T_0| \gg \tau_c, \quad \text{или} \quad \Delta f |T_1 - 2T_0| \gg 1, \quad (19)$$

$$|T_0 - 2T_1| \gg \tau_c \quad \text{или} \quad \Delta f |T_0 - 2T_1| \gg 1, \quad (20)$$

Условие (18) запрещает использование близких информационных задержек T_1 и T_0 при внесении дискретной информации в передатчике. Новые требования (19) и (20) налагают запрет на использование двукратных и близких к ним задержек:

$$T_1 \neq 2T_0 \quad T_0 \neq 2T_1 \quad (21)$$

Выполнение условий некогерентной интерференции (4), (5), а также запрета на использование близких информационных задержек (18) и двукратных задержек (19), (20) необходимо для подавления внутрисистемных помех и устойчивого функционирования системы передачи дискретной информации цифрового формата $b_l = \pm 1$ на основе СШП шумовых хаотических сигналов со спектральной модуляцией.

Внешние помехи

Результирующий эффект (12) и (13) на выходе схемы вычитания в приемнике (рис.3) содержит корреляционные оценки для внешней аддитивной помехи $n(t)$ в виде разности:

$$\hat{\Psi}_n(T_1, T_0) = \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0). \quad (22)$$

Среднее значение для разности корреляционных оценок (22) со сдвигом T_1 и T_0 в общем случае отличается от нуля. Воздействие на приемник внешних помех с ненулевым средним значением для разности (22) приводит к искажению и смещению статистических оценок для результирующего эффекта (12) и (13) на выходе корреляционного приемника. Анализ влияния внешних помех на процесс демодуляции и на вероятностные характеристики шумовой системы радиосвязи рассмотрен в работах [7,12, 20].

Мультипликативные помехи

Результирующий эффект (12), (13) на выходе двухканального корреляционного приемника содержит сумму случайных мультипликативных оценок со сдвигом $\tau = 0; T_0; T_1; 2T_0; 2T_1; (T_1 - T_0); (T_1 + T_0)$ в виде корреляционных интегралов:

$$\hat{k}_{\xi n}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_1}^{t_1+T_b} \xi(t)n(t+\tau)dt \quad (23)$$

Мультипликативные оценки $\hat{k}_{\xi n}(\tau)$ определяются корреляционным интегралом (23) от произведения несущего шумового сигнала $\xi(t)$ и помехи $n(t+\tau)$ при усреднении за конечное время бита T_b . Полагаем, что имеет место статистическая независимость несущего шумового сигнала $\xi(t)$ от аддитивных гауссовых помех $n(t)$ в канале связи. Мультипликативные оценки (23) при любом значении аргумента τ , включая нулевое значение $\tau = 0$, являются малыми, случайными величинами с нулевым средним значением, которое определяется математическим ожиданием:

$$k_{\xi n}(\tau) = M\{\hat{k}_{\xi n}(\tau)\} = 0. \quad (24)$$

Случайные оценки мультипликативных помех (23) с нулевым средним значением не вызывают смещения полезного корреляционного эффекта. Однако, мультипликативные оценки (23) обладают малой и конечной дисперсией, поэтому их следует учитывать при расчете вероятностных характеристик в автокорреляционной системе связи при высокой скорости передачи информации в каналах с сильными внешними помехами.

Заключение

Беспроводная передача дискретной информации производится относительным методом на основе спектральной интерференции между опорным шумовым сигналом и двумя задержанными на различное время шумовыми сигналами, которые модулируются информационными двоичными символами в формате $b_l = \pm 1$. Внесение дискретной информации в широкополосные шумовые сигналы производится на первом этапе за счет разделения и задержки сигналов на различное время T_1 и T_0 с помощью микрополосковых линий передачи в модуляторе передатчика. На втором этапе выполняется модуляция двух задержанных шумовых сигналов противоположными информационными символами $b_l = \pm 1$ синхронно потоку поступающих битов. Когерентное сжатие СШП шумовых сигналов со спектральной модуляцией и последующее восстановление передаваемой информации в приемнике осуществляется в результате автокорреляционной обработки в двух параллельных каналах, использующих фиксированные задержки T_1 и T_0 , с операцией вычитания на выходе каналов.

Теоретический анализ корреляционных оценок позволяет определить влияние внутрисистемных и мультипликативных помех на характеристики СШП шумовой системы при передаче информации в канале радиосвязи с аддитивными гауссовыми помехами. Наибольшую опасность представляют внутрисистемные помехи, которые оказывают сильное маскирующее воздействие на приемник в течение всего времени передачи данных. Внутрисистемные помехи приводят к смещению оценки корреляционного эффекта на выходе приемника с двумя параллельными каналами

корреляционной обработки. Подавление внутрисистемных помех осуществляется при выполнении условий некогерентной интерференции, а также запрета на использование близких и двукратных информационных задержек в процессе спектральной модуляции СШП шумовых сигналов.

Мультипликативные помехи определяются корреляционным интегралом от произведения несущего шумового сигнала и внешней гауссовой помехи при усреднении за конечное время следования информационных символов. Мультипликативные помехи являются малыми случайными величинами с нулевым средним значением при условии статистической независимости шумового сигнала и внешней помехи. Мультипликативные помехи могут оказать заметное влияние на вероятностные характеристики системы при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

Влияние внешних гауссовых помех на процесс демодуляции в приемнике определяется разностью их корреляционных оценок, аргумент которых равен информационным задержкам.

Результаты анализа корреляционных оценок при передаче информации относительным методом на основе спектральной интерференции задержанных шумовых сигналов могут быть полезны для расчета вероятностных характеристик скрытых систем шумовой радиосвязи в микроволновом и терагерцовом диапазонах частот.

Автор выражает благодарность В.А. Черепенину и В.В. Чапурскому за полезное обсуждение проблемы корреляционных оценок в шумовых системах радиосвязи с расширением спектра.

Работа выполнена в рамках государственного задания.

Литература

1. Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, В.Я. Кислов, В.В. Колесов и др. // Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации,

//«Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии»
(сокращенно РЭНСИТ), 2018, 10(2), стр. 279-312.

DOI: [10.17725/rensit.2018.10.279](https://doi.org/10.17725/rensit.2018.10.279)

2. К. Феер, Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра, Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
3. Meurg H., Moeneclaey M, Fechtel S.A. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing, Wiley Interscience Publication: New York, 1998.
4. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Вероятностные характеристики обнаружения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям спутниковых систем связи // Радиотехника и электроника, 2017, Т.62, № 9, С. 866-874. DOI: [10.7868/S0033849417090169](https://doi.org/10.7868/S0033849417090169)
5. 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.
DOI: [10.7868/S0033849416040082](https://doi.org/10.7868/S0033849416040082)
6. R.M. Narayanan and J. Chuang, Covert communications using heterodyne correlation random noise signals // Electronics Letters, 2007, vol.43, no. 22, pp.1211-1212.
7. В.И. Калинин, В.В. Чапурский, Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 10, С. 1025-1035. DOI: [10.7868/S0033849415100046](https://doi.org/10.7868/S0033849415100046).
8. 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. DOI: [10.21883/PJTf.2018.16.46476.17392](https://doi.org/10.21883/PJTf.2018.16.46476.17392)
9. 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: [10.7868/S0033849414120110](https://doi.org/10.7868/S0033849414120110)

10. 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.

11. Калинин В.И., Передача информации на основе спектральной интерференции сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов, Письма в ЖТФ, 2018, том 44, вып. 24, С. 45-51.

DOI: [10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301](https://doi.org/10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301)

12. 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.

13. Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018 Т. 26, вып. 4. С. 59-74.

DOI: [10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74](https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74)

14. 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>

15. 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](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.9.5)

16. Р.П. Быстров, В.Е. Кузмичев, Шумовые РЛС с гребенчатыми фильтрами в устройстве обработки сигналов // *Успехи современной радиоэлектроники*», 2015, вып. 8, С. 47-54.
17. Калинин В.И., Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // *Письма в ЖТФ*, 2005, Том 31, Вып.21, С.58-63.
18. Mikhail E. Ilchenko, V. I. Kalinin, T. N. Narytnik, 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.
19. Калинин В.И., Чапурский В.В. Шумовые системы передачи данных с псевдоквадратурной обработкой сигналов // *Успехи современной радиоэлектроники*», 2017, вып. 6, С. 15-22.
20. 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, т.21, №3, С. 40-48.
21. Khalighi M.A., Uysal M. Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective, *IEEE Commun. Surveys Tutorials*, 2014, 16, 2231-2258. DOI: [10.1109/COMST.2014.2329501](https://doi.org/10.1109/COMST.2014.2329501)
22. Дж. Бендат, А. Пирсол, Применения корреляционного и спектрального анализа. – М.: Мир, 1983.

Для цитирования:

В. И. Калинин. Корреляционная оценка при передаче информации относительным методом на основе широкополосных шумовых сигналов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2019. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/10/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.4.10