УДК 621.396.1

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ САВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫМ ПРИЕМОМ ШУМОВОГО СИГНАЛА

ИЛЬЧЕНКО М.Е. [1], КАЛИНИН В.И. [1], НАРЫТНИК Т.Н.[1], ДИДКОВСКИЙ Р.М.[2]

[1]Національний технічний університет України «КПІ», Київ, Україна
[2]Черкаський державний технологічний університет

PERFORMANCE OF COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING AUTOCORRELATION RECEIVING OF NOISE SIGNAL

ILCHENKO M.Ye. [1], KALININ V.I.[1], NARYTNIK T.N.[1], DIDKOWSKY R.M.[2]

[1]National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”
[2]Cherkasy State Technological University, Cherkasy

Аннотация. *Предложены математические модели сигналов, наблюдаемых в системах связи с автокорреляционным приемом модулированных шумовых сигналов. Исследована помехоустойчивость систем в канале с аддитивным белым гауссовым шумом. Введено и обосновано понятие оптимального отношения сигнал-помеха по мощности, вычислены соответствующие значения. Сравнительный анализ показал, что наилучшую помехоустойчивость среди рассмотренных в работе систем имеет система связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала, в которой применено временное разделение опорного и информационного сигналов.*

Abstract. *A mathematical models of signals in communication systems utilizing autocorrelation receiving of modulated noise signal is presented. System performance under additive white Gaussian noise channel is investigated. We introduce and justify a notion of an optimal signal-to-noise ratio, and their corresponding values are calculated. Comparative analysis showed that the best performance among the systems considered in this paper have the communication system with differential noise-shift-keying. In this system applied time-division for the information, and the reference signal.*

ВВЕДЕНИЕ

Середина прошлого века была ознаменована активным поиском новых методов и носителей передачи информации. В этой связи необходимо вспомнить пионерскую работу академика А.А. Харкевича [1], где впервые было предложено использовать шумовой (стохастический) сигнал в качестве переносчика информации. Идея была подхвачена рядом авторов [2…4] и развита в направлении применения шумовых сигналов для передачи дискретной информации.

В начале 70-х в работе [5] был подведен определенный итог проведенных в то время исследований в области широкополосных систем связи (в том числе с шумовой несущей). В этой же работе была предпринята попытка анализа потенциальной помехоустойчивости систем данного типа. Однако предположение о гауссовском распределении случайной величины в додетекторной точке приёмника привело к систематической погрешности в расчетах вероятности ошибки приема информационного бита (в сторону завышения).

Следующая волна интереса специалистов к системам с шумовыми сигналами появилась лишь в конце прошлого, в начале нынешнего века [6…8]. Она связана с новыми возможностями, которые открылись благодаря совершенствованию элементной базы радиотехнических устройств и широкому внедрению цифровых методов формирования и обработки сигналов.

Активные исследования последних лет в области систем связи с шумовой несущей обусловлены, прежде всего, всевозрастающими требованиями к защищенности переданной информации в канале связи [9, 10] и экологической безопасности излучения [11]. Немаловажным фактором является также освоение новых диапазонов крайне высоких частот, поскольку шумовые сигналы в субтерагерцовом диапазоне представляются весьма перспективным видом несущей [12].

Разработка адекватной теории потенциальной помехоустойчивости той или иной системы связи является необходимым условием ее успешной реализации и внедрения. Наличие такой теории позволяет на этапе проектирования системы выяснить перспективность исследований в данном направлении и уровень оптимальности предлагаемых решений, а на этапе эксплуатации – выбрать оптимальные параметры системы в зависимости от условий помеховой обстановки.

Следует отметить, что вычисление вероятности ошибки передачи-приема информационного бита для широкополосных систем со стохастическим сигналом-переносчиком является достаточно сложной математической и вычислительной задачей, которая на достаточном уровне строгости не была решена ранее.

Среди систем с шумовой несущей наилучшими показателями параметрической скрытности, что особенно важно для обеспечения конфиденциальности передачи данных, обладают системы с передачей опорного сигнала и автокорреляционным приёмом. Поэтому предметом рассмотрения в данной статье будут системы именно этого типа.

Внесение информации в шумовой сигнал происходит здесь путём формирования вторичного максимума автокорреляционной функции сигнала и управления его свойствами (положением во времени либо полярностью).

1 СИСТЕМА СВЯЗИ С КОРРЕЛЯЦИОННО-ВРЕМЕННОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ШУМОВОГО СИГНАЛА

Система связи с корреляционно-временной манипуляцией шумового сигнала (КВМШС) является одной из наиболее исследованных как с теоретической, так и с экспериментальной точки зрения, причем в различных частотных диапазонах [2…3, 8, 11…12].

Пусть $x(t)$ – сигнал на выходе генератора шумового сигнала (ГШС). Будем предполагать, что $x(t)$ является реализацией непрерывного стохастического процесса, имеющего равномерный амплитудный спектр в полосе частот $[f_1; f_2]$, нулевое математическое ожидание и дисперсию (мощность) равную D_x.

Обозначим $k=1, 2, 3,...$ – номер текущего битового интервала, длительность каждого из которых равняется T, а a_k – передаваемый на данном интервале информационный бит (0 или 1). Тогда математическая модель сигнала на выходе передатчика системы с КВМШС может быть записана так

$$y(t) = x(t) + (1-a_k)x(t-t_0) + a_k x(t-t_1),\ t \in [(k-1)\cdot T, k\cdot T] \tag{1}$$

Упрощенная структурная схема устройств, реализующих формирование и обработку сигнала вида (1), представлена на рис. 1.

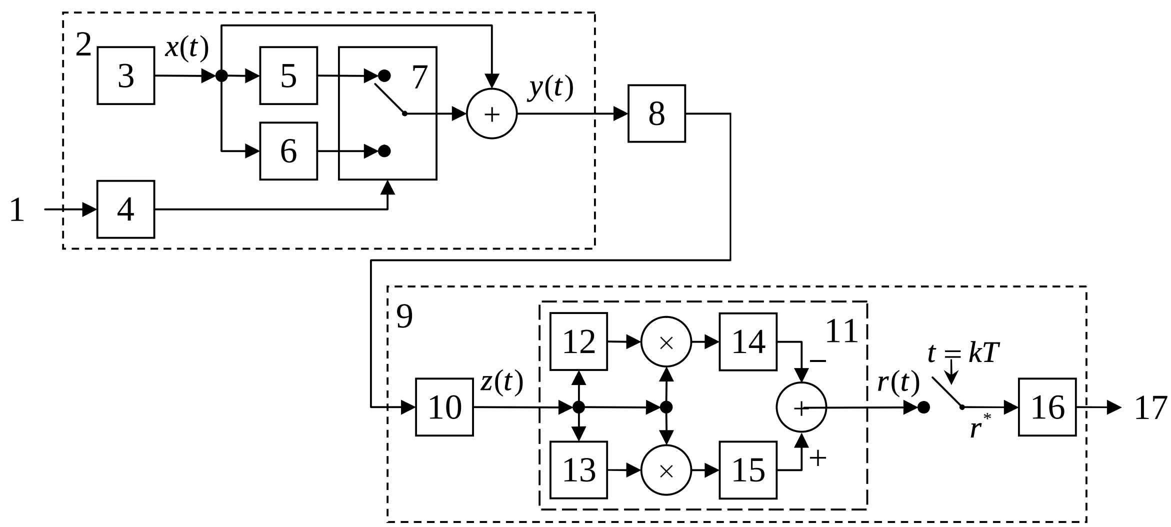

Рисунок 1 – Структурная схема системы связи с КВМШС:
1 – передаваемый бит; 2 – передатчик; 3 – ГШС; 4 – кодер; 5, 12 – линия задержки на t_0; 6, 13 – линия задержки на t_1; 7 – коммутатор; 8 – канал; 9 – приемник; 10 – полосовой фильтр; 11 – демодулятор; 14, 15 – интегрирующее устройство; 16 – детектор; 17 – принятый бит

Переключение коммутатора 7 по закону входной бинарной последовательности a_k, происходящее в начале каждого битового интервала, обеспечивает формирование информационного сигнала, который представляет собой копию опорного сигнала $x(t)$, задержанную линией 5 на время t_0 (при передаче нуля) или линией 6 на время t_1 (при передаче единицы). Опорный сигнал, проходя через сумматор мощности, излучается передатчиком непрерывно (первое слагаемое в формуле (1)).

Необходимо отметить, что задержки t_0 и t_1 а также разница между ними $|t_1 - t_0|$ должны быть значительно больше, чем интервал корреляции сигнала $x(t)$.

Сигнал $y(t)$ (как сумма опорного и информационного сигналов) приобретает вторичный максимум автокорреляционной функции $R(t)$ (рис. 2). Положение этого максимума и является информационным параметром сигнала. Отсюда следует, что оптимальный метод приема сигнала с КВМШС состоит в сравнении значений автокорреляционной функции, вычисленной в двух точках t_0 и t_1.

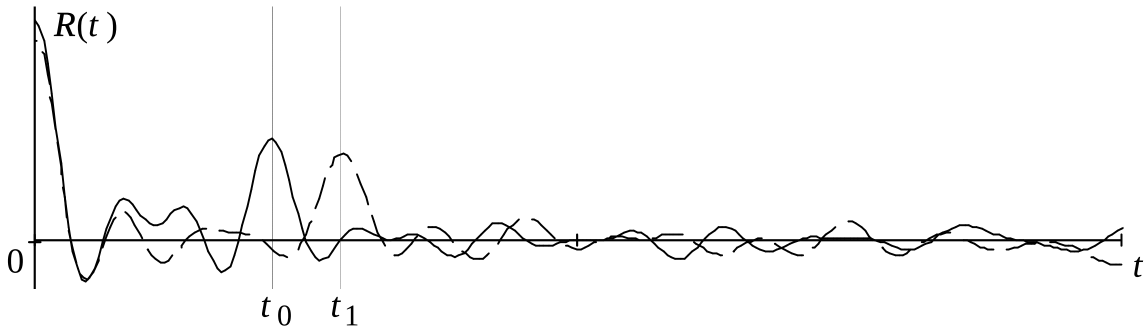

Рисунок 2 – Типичный вид автокорреляционной функции $R(t)$ сигнала системы с КВМШС при передаче бита 0 (———) и 1 (– – – –)

Прием реализуется с помощью демодулятора 11 (рис. 1), состоящего из двух автокорреляционных фильтров (линия задержки, смеситель, интегрирующее устройство), настроенных на задержки t_0 и t_1, и вычитающего устройства.

Таким образом, на выходе демодулятора наблюдается сигнал вида

$$r(t) = \int_{t-T}^{t} z(t) \cdot \left(z(t - t_1) - z(t - t_0) \right) dt ,$$

где $z(t)$ – аддитивная смесь полезного сигнала $y(t)$ и помех $n(t)$, преодолевших входной фильтр 10 с полосой пропускания $[f_1; f_2]$.

При этом для канала 8 используем классическую модель канала без потерь, в котором действуют аддитивные помехи в виде белого гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью N_0. Тогда сигнал $n(t)$ есть реализация гауссовского случайного процесса с полосой частот $[f_1; f_2]$, нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D_n = N_0 \cdot F$, где $F = f_2 - f_1$ – ширина полосы частот сигнала.

В конце битового интервала (при $t = kT$) стробирующее устройство, управляемое системой синхронизации, осуществляет выборку значения функции $r(t)$. Значение $r^* = r(kT)$ поступает на вход порогового детектора 16. Если $r^* > 0$, то принимается гипотеза H_1 о приеме единицы, иначе – гипотеза H_0 о приеме нуля.

Обозначим $r^*(0)$ – величину r^* при условии $a_k = 0$, а $r^*(1)$ – при условии $a_k = 1$.

Тогда

$$\begin{aligned} r^*(0) = & \int_{(k-1)\cdot T}^{k\cdot T} \left(x(t) + x(t - t_0) + n(t) \right) \cdot \\ & \cdot \left(x(t - t_1) + x(t - t_0 - t_1) + n(t - t_1) - \left(x(t - t_0) + x(t - 2t_0) + n(t - t_0) \right) \right) dt, \\ r^*(1) = & \int_{(k-1)\cdot T}^{k\cdot T} \left(x(t) + x(t - t_1) + n(t) \right) \cdot \\ & \cdot \left(x(t - t_1) + x(t - 2t_1) + n(t - t_1) - \left(x(t - t_0) + x(t - t_1 - t_0) + n(t - t_0) \right) \right) dt. \end{aligned} \tag{2}$$

При условии равных вероятностей символов 0 и 1 во входном битовом потоке и простой функции потерь, вероятность ошибки передачи-приема бита информации P_b вычисляется по формуле

$$P_b = \frac{1}{2}\cdot\left(P(r^*(0) > 0) + P(r^*(1) < 0)\right). \tag{3}$$

При указанных выше условиях, наложенных на сигналы $x(t)$ и $n(t)$, вероятностные распределения случайных величин $r^*(0)$ и $r^*(1)$ симметричны относительно нуля. Поэтому для вычисления P_b достаточно исследовать распределение $r^*(1)$, а формулу (3) можно переписать в виде

$$P_b = P(r^*(1) < 0)\,. \tag{4}$$

Поскольку входной сигнал демодулятора $z(t) = y(t) + n(t)$ имеет ограниченный спектр, то, воспользовавшись теоремой Котельникова, перейдем к дискретному времени с периодом дискретизации $Dt = 1/(2F)$. После этого сигналы, входящие в (2), будут представлены действительными векторами, размерность которых на одном битовом интервале будет равна $N = 2B$, где $B = FT$ – база сигнала.

Обозначим x_j, $j = 1,2,\ldots,N$ – отсчеты сигнала $x(t)$ на k-ом битовом интервале, n_j – отсчеты сигнала $n(t)$. Отсчеты сигналов, задержанных на различное время будем обозначать различным количеством штрихов. Тогда дискретным аналогом формулы (2) будет

$$r^{*D}(1) = \sum_{j=1}^{N}(x_j + x'_j + n_j)\big((x'_j + x''_j + n'_j) - (x'''_j + x''''_j + n''_j)\big) \tag{5}$$

Для упрощения дальнейших выкладок масштабный множитель Dt в этом выражении опущен.

При $N = 1$ выражение (5) можно коротко записать так

$$r^{*D}(1) = (x' + u)(x' + v)\,,$$

где x', u и v – гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями соответственно D_x, $D_u = D_x + D_n$ и $D_v = 3D_x + 2D_n$.

Тогда функция $p_{r(1)}(n)$ плотности распределения вероятностей величины $r^{*D}(1)$ при $N = 1$ имеет вид

$$p_{r(1)}(n)\Big|_{N=1} = \frac{1}{p\sqrt{D}}\cdot\exp\left(\frac{D_x n}{D}\right)\cdot K_0\left(\frac{\sqrt{D_x^2 + D}}{D}\cdot|n|\right), \tag{6}$$

где $D = D_x D_u + D_x D_v + D_u D_v$, K_0 – модифицированная функция Бесселя второго рода нулевого порядка.

Для нахождения функции $p_{r(1)}(n)$ при произвольном N воспользуемся аппаратом характеристических функций [13].

Характеристическая функция случайной величины $r^{*D}(1)$ при $N = 1$ определяется как обратное преобразование Фурье для функции $p_{r(1)}(n)\Big|_{N=1}$

$$j(t)\Big|_{N=1} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{itn}\cdot p_{r(1)}(n)\Big|_{N=1}\,dn\,. \tag{7}$$

Важно отметить, что характеристическая функция суммы независимых случайных величин равна произведению соответствующих характеристических функций, поэтому

$$j(t)\Big|_{N=k} = j^{\,k}(t)\Big|_{N=1}. \tag{8}$$

Для характеристических функций выполняется теорема единственности и теорема обращения, поэтому однозначно определяется функция плотности

$$p_{r(1)}(n)\Big|_{N=k} = \frac{1}{2p}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-itn}\, j(t)\Big|_{N=k}\, dt. \qquad (9)$$

Последовательное выполнение вычислений по формулам (7)…(9) решает задачу нахождения функции плотности распределения $r^{*D}(1)$ при произвольном N.

Тогда равенство (4) можно переписать в виде пригодном для непосредственных вычислений вероятности ошибки

$$P_b = \int_{-\infty}^{0} p_{r(1)}(n)\, dn\ . \qquad (10)$$

Геометрическая интерпретация формулы (10) представлена на рис. 3. Вероятность P_b равна площади криволинейного треугольника ABO. Отметим, что точка A обозначена на рисунке условно. В действительности она бесконечно удалена влево.

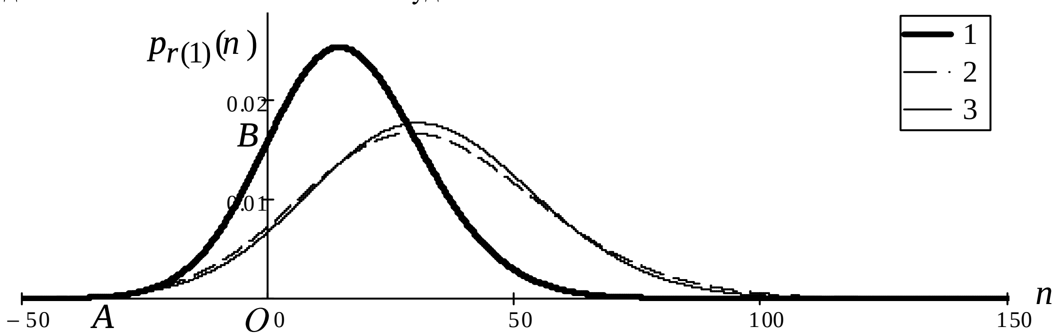

Рисунок 3 – Функция плотности распределения случайной величины на входе детектора системы с КВМШС при различных значениях параметров сигнала
(1 – $N=32$, $D_x=1/2$, $D_n=1$; 2 – $N=32$, $D_x=1$, $D_n=1$; 3 – $N=64$, $D_x=1/2$, $D_n=1$)

Классическим показателем помехоустойчивости цифровой системы связи является зависимость вероятности ошибки P_b от нормированного отношения сигнал-помеха [14]

$$h^2 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{D_y \cdot T}{D_n / F} = \frac{D_y}{D_n}\cdot FT = r^2 \cdot B\,, \qquad (11)$$

где E_b – энергия передачи бита информации, $r^2 = D_y / D_n$ – отношение сигнал-помеха по мощности, B – база сигнала.

Однако данные рис. 3 позволяют утверждать, что для исследуемой системы увеличение мощности сигнала, например, вдвое и увеличение вдвое длительности сигнала (что дает эквивалентное приращение энергии передачи бита) дают различный результат как с точки зрения формы функции $p_{r(1)}(n)$, так и с точки зрения вероятности ошибки P_b.

Анализ выражений (6) – (10), ведущих к вычислению P_b показывает, что в данном случае вероятность ошибки является функцией двух независимых переменных r^2 и B. Путем несложных преобразований зависимость $P_b = P_b(r^2, B)$ может быть приведена к более привычному виду $P_b = P_b(h^2, B)$. Результаты соответствующих вычислений проиллюстрированы на рис. 4.

Как видно из рис. 4 поверхность $P_b = P_b(h^2, B)$ имеет достаточно сложную форму. Причем если зависимости P_b от h^2 при фиксированном B имеют традиционный вид водопада (рис. 5,а), то графики зависимостей P_b от B при фиксированном h^2 имеют сложную форму с единственным минимумом и горизонтальной асимптотой (рис. 5,б).

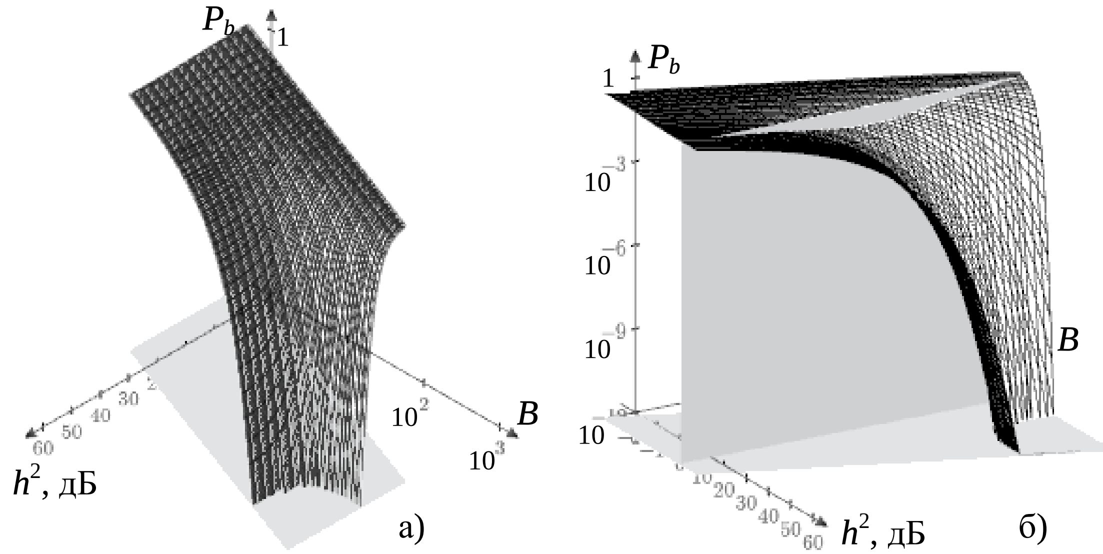

Рисунок 4 – График зависимости $P_b = P_b(h^2, B)$ для системы с КВМШС (а) и сечение поверхности при $h^2 = 15{,}05$ дБ (б)

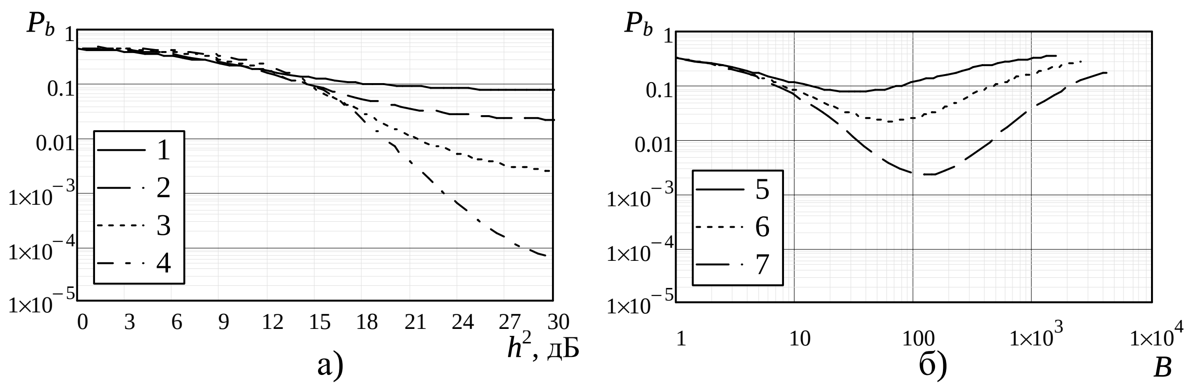

Рисунок 5 – Зависимость $P_b = P_b(h^2)$ при фиксированной базе B (1 – B =8, 2 – B =16, 3 - B =32, 4 - B =64) (а) и зависимость P_b=P_b(B) при фиксированном h^2 (5 - h^2=15,051 дБ, 6 - h^2=18,062 дБ, 7 - h^2=21,072 дБ) (б) для системы с КВМШС

Значение базы сигнала, при котором достигается минимум вероятности ошибки для заданного h^2, называют оптимальной базой и обозначают B_{opt}.

Вычисления показывают, что между значением h^2 и оптимальной базой B_{opt} существует простая линейная связь вида

$$B_{opt} \approx k \cdot h^2. \tag{12}$$

Из (11) и (12) следует понятие оптимального отношения сигнал-помеха по мощности $r_{opt}^2 = 1/k$. Необходимо отметить, что значение k в (12), а значит и r_{opt}^2, зависит только от метода модуляции шума. В частности, для систем с КВМШС, имеем: $k = 1{,}06$, $r_{opt}^2 = 0{,}943$.

2 СИСТЕМА СВЯЗИ С ПРОТИВОПОЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ

Рассмотрим теперь систему связи с противоположными шумовыми сигналами (ПШС), предложенную в [4]. Структурная схема системы приведена на рис. 6.

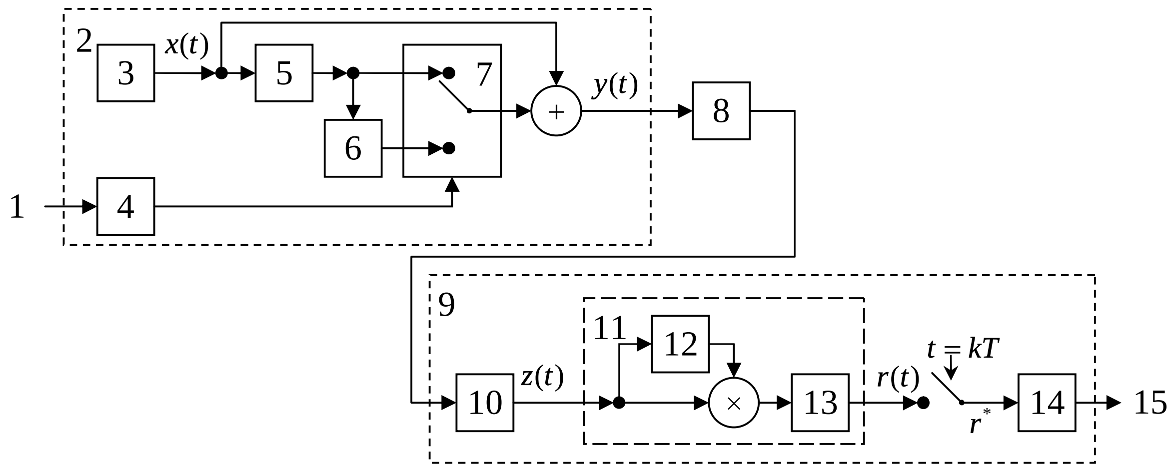

Рисунок 6 – Структурная схема системы связи с ПШС:
1 – передаваемый бит; 2 – передатчик; 3 – ГШС; 4 – кодер; 5, 12 – линия задержки на t_0; 6 – фазовращатель; 7 – коммутатор; 8 – канал; 9 – приемник; 10 – полосовой фильтр; 11 – демодулятор; 13 – интегрирующее устройство; 14 – детектор; 15 – принятый бит

Передатчик системы с ПШС содержит только одну линию задержки. При этом информация кодируется не изменением положения вторичного максимума автокорреляционной функции, а изменением полярности этого максимума (рис. 7).

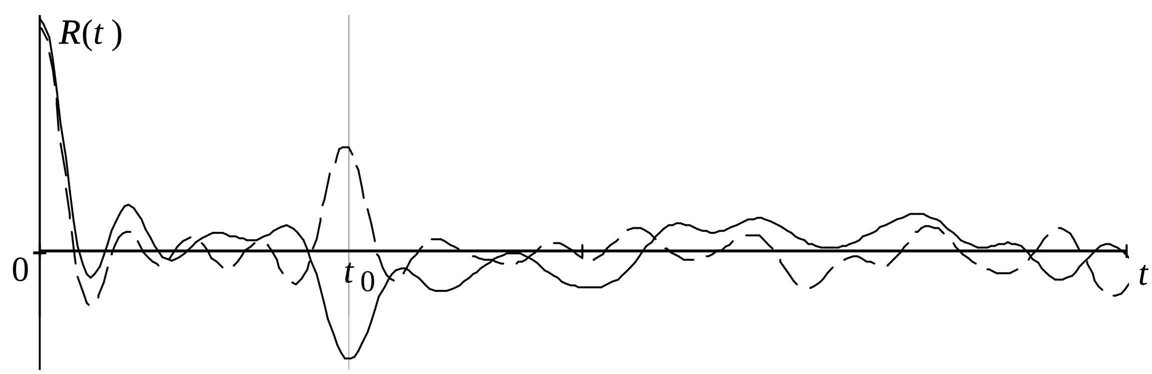

Рисунок 7 – Типичный вид автокорреляционной функции $R(t)$ сигнала системы с ПШС при передаче бита 0 (———) и 1 (– – – –)

Конструктивно передатчик системы отличается от рассмотренного выше тем, что вторая линия задержки заменена широкополосным фазовращателем 6 с поворотом фазы на 180°. Отметим, что фазовращатель должен обеспечивать фиксированный фазовый сдвиг в рабочей полосе частот $[f_1; f_2]$.

На выходе передатчика 2 получим сигнал, математическая модель которого может быть записана так

$$y(t) = x(t) + (2a_k - 1)x(t - t_0),\ t \in [(k-1)\cdot T, k\cdot T].$$

Поскольку задержка между опорным и информационным сигналом здесь постоянна (не зависит от текущего бита a_k), а смена знака автокорреляционной функции в точке измерения заложена в структуре самого сигнала, то приемник системы 9 существенно упрощается. Он содержит один автокорреляционный фильтр, настроенный на задержку t_0.

На выходе демодулятора 11 будет сигнал

$$r(t) = \int_{t-T}^{t} z(t)\cdot z(t - t_0)\,dt\ .$$

Тогда в конце символьного интервала на вход детектора поступит число

$$r^{*}=\int_{(k-1)\cdot T}^{k\cdot T}\left(x(t)+(2a_{k}-1)x(t-t_{0})+n(t)\right)\cdot$$
$$\cdot\left(x(t-t_{0})+(2a_{k-1}-1)x(t-2t_{0})+n(t-t_{0})\right)dt.$$

Дискретным аналогом этого выражения при $a_k = 1$ будет

$$r^{*D}(1)=\sum_{j=1}^{N}(x_j + x'_j + n_j)(x'_j \pm x''_j + n'_j),$$

а функция плотности распределения вероятностей величины $r^{*D}(1)$ при $N = 1$ запишется так

$$p_{r(1)}(n)\Big|_{N=1}=\frac{1}{p\sqrt{3D_x^2+4D_xD_n+D_n^2}}\cdot\exp\left(\frac{D_x}{3D_x^2+4D_xD_n+D_n^2}n\right)\times$$
$$\times K_0\left(\frac{2D_x+D_n}{3D_x^2+4D_xD_n+D_n^2}|n|\right). \quad (13)$$

Дальнейшие вычисления вероятности ошибки P_b производятся аналогично системе с КВМШС по формулам (7)…(10) с подстановкой (13). Полученные результаты проиллюстрированы на рис. 8.

Как видно из рисунка указанные выше для системы с КВМШС особенности зависимости P_b от h^2 и B сохраняются и для системы с ПШС.

Однако значение коэффициента k в формуле (12) в данном случае равняется 1,118. Следовательно, для системы связи с ПШС $r^2_{opt} = 0{,}894$.

Необходимо отметить, что при равных условиях вероятность битовой ошибки в системе с ПШС существенно меньше, чем в системе с КВМШС (рис. 5 и рис. 8). Поэтому, использование противоположных сигналов, как и в классическом случае, позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости

Общей особенностью зависимостей $P_b = P_b(h^2)$ (при фиксированной базе сигнала) полученных для систем с КВМШС и ПШС, является наличие отличных от нуля горизонтальных асимптот графиков этих зависимостей. Данная особенность обусловлена тем, что в обеих системах в канале одновременно (с временным смещением) передаются как опорный, так и информационный сигнал.

Эти сигналы создают помехи друг для друга (внутрисистемные помехи). В результате вероятность ошибки отлична от нуля даже при полном отсутствии помех канала связи ($n(t) = 0$).

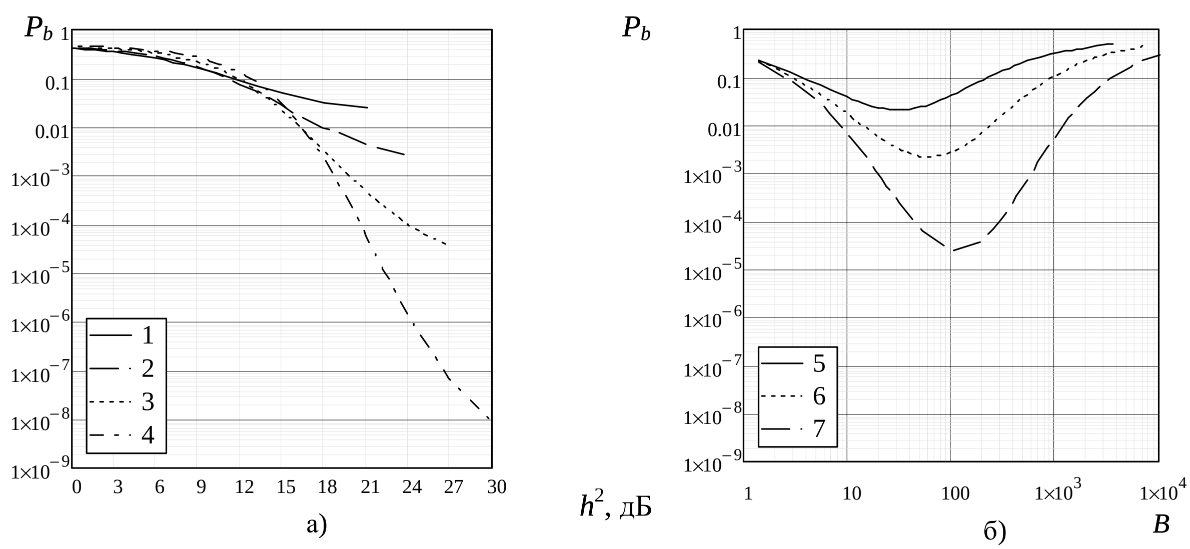

Рисунок 8 – Зависимость P_b=P_b(h^2) при фиксированной базе B (1 - B =8, 2 - B =16, 3 - B =32, 4 - B =64) (а) и зависимость P_b=P_b(B) при фиксированном h^2 (5 - h^2=15,051 дБ, 6 - h^2=18,062 дБ, 7 - h^2=21,072 дБ) (б) для системы с ПШС

3 СИСТЕМА СВЯЗИ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ШУМОВОГО СИГНАЛА

Проблема внутрисистемных помех решена в предложенной в работе статье [15] системе связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала (ФМШС). Структурная схема системы представлена на рис. 9.

В системе с ФМШС применен метод временного разделения опорного и информационного сигнала. В передатчике отсутствует сумматор мощности. Здесь применен трехпозиционный коммутатор 7. На протяжении первой половины битового интервала коммутатор замыкает выход передатчика непосредственно с ГШС. Так формируется опорный сигнал.

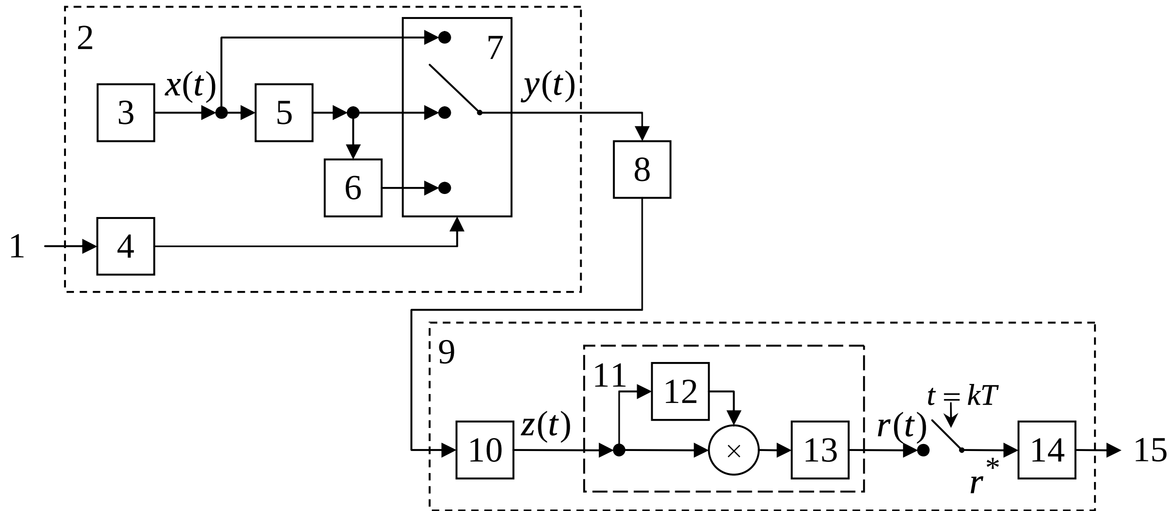

Рисунок 9 – Структурная схема системы связи с ФМШС:
1 – передаваемый бит; 2 – передатчик; 3 – ГШС; 4 – кодер; 5, 12 – линия задержки на *T*/2; 6 – фазовращатель; 7 – коммутатор; 8 – канал; 9 – приёмник; 10 – полосовой фильтр; 11 – демодулятор; 13 – интегрирующее устройство; 14 – детектор; 15 – принятый бит

В середине битового интервала происходит переключение коммутатора в одну из двух возможных позиций (с вращением фазы или без нее), в зависимости от сигнала кодера 4. При этом линия 5 обеспечивает задержку сигнала $x(t)$ на половину битового интервала $T/2$. В результате формируется информационный сигнал. Следовательно, математическая модель выходного сигнала передатчика имеет вид

$$y(t)=\begin{cases} x(t), & t\in[(k-1)\cdot T,(k-1/2)\cdot T],\\ (2a_k-1)x(t-T/2), & t\in[(k-1/2)\cdot T,k\cdot T]. \end{cases}$$

Приемник системы с ФМШС по своей структуре не отличается от приемника системы с ПШС. Отличие состоит в том, что интегрирующее устройство 13 имеет период интегрирования длиной $T/2$ вместо T, и линия 12 задерживает сигнал на время $T/2$. На выходе демодулятора получаем сигнал

$$r(t)=\int\limits_{t-T/2}^{t} z(t)\cdot z(t-T/2)\,dt ,$$

а на вход детектора поступает число

$$r^*=\int\limits_{(k-1/2)\cdot T}^{k\cdot T}\big((2a_k-1)x(t-T/2)+n(t)\big)\cdot\big(x(t-T/2)+n(t-T/2)\big)dt.$$

Дискретный аналог данного выражения при $a_k=1$ запишется так

$$r^{*D}(1)=\sum_{j=1}^{N}(x'_j+n_j)(x'_j+n'_j).$$

Необходимо обратить внимание, что в данном случае N – число отсчетов дискретизации на длине опорного сигнала (не на битовом интервале). Поэтому база сигнала в данном случае будет равна $B = N$.

При $N = 1$ функция плотности распределения величины $r^{*D}(1)$ запишется так

$$p_{r(1)}(n)\Big|_{N=1} = \frac{1}{p\sqrt{D_n(2D_x + D_n)}} \cdot \exp\left(\frac{D_x}{D_n(2D_x + D_n)} n\right) \cdot \\ \cdot K_0\left(\frac{\sqrt{D_x^2 + 2D_x D_n + D_n^2}}{D_n(2D_x + D_n)} |n|\right). \tag{14}$$

Подставляя (14) в (7) – (10) получим зависимость вероятности ошибки P_b от отношения сигнал-помеха h^2 и базы сигнала B для системы связи с ФМШС (рис. 10).

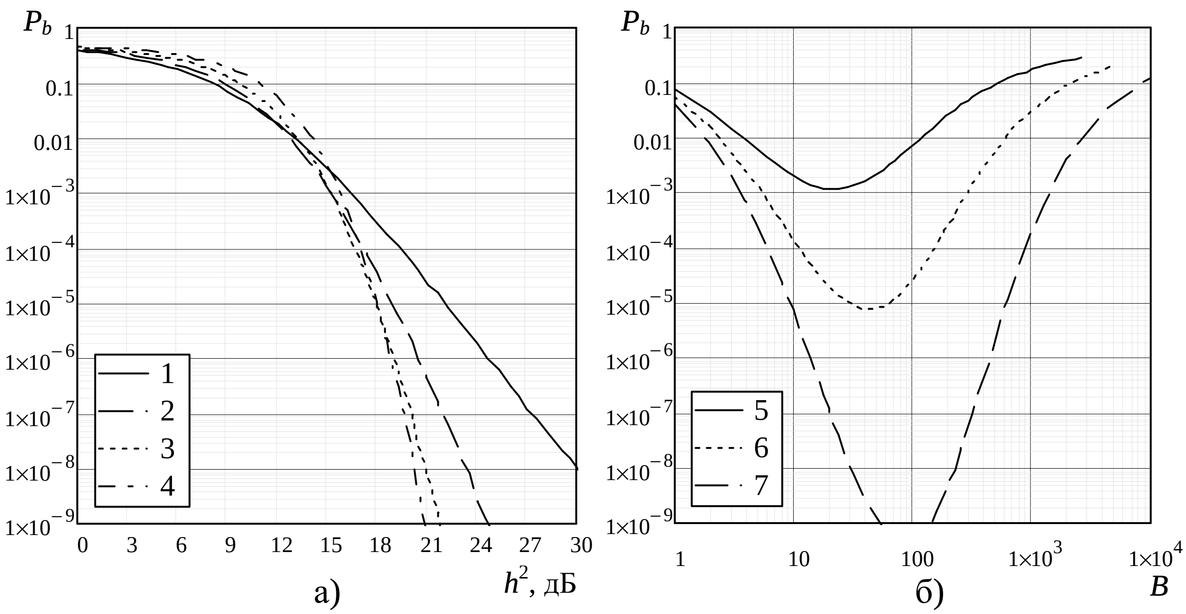

Рисунок 10 – Зависимость P_b=P_b(h^2) при фиксированной базе B (1 - B =8, 2 - B =16, 3 - B =32, 4 - B =64) (а) и зависимость P_b=P_b(B) при фиксированном h^2 (5 - h^2=15,051 дБ, 6 - h^2=18,062 дБ, 7 - h^2=21,072 дБ) (б) для системы с ФМШС

Видно, что графики рис. 10,а не обладают отличными от нуля правосторонними горизонтальными асимптотами. Следовательно, при увеличении h^2 вероятность ошибки в системе с ФМШС стремится к нулю, что достигается благодаря устранению внутрисистемных помех.

Коэффициент k из (12) для ФМШС равен $k = 0{,}687$, тогда $r_{opt}^2 = 1{,}456$.

4 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Сравним полученные результаты. Рис. 11 позволяет составить представление о соотношении между вероятностью ошибки передачи-приема информационного бита P_b в исследованных системах связи. По уровню потенциальной помехоустойчивости среди систем с автокорреляционным приемом шумовых сигналов наилучшие показатели имеет система с ФМШС, далее идут система с ПШС и КВМШС.

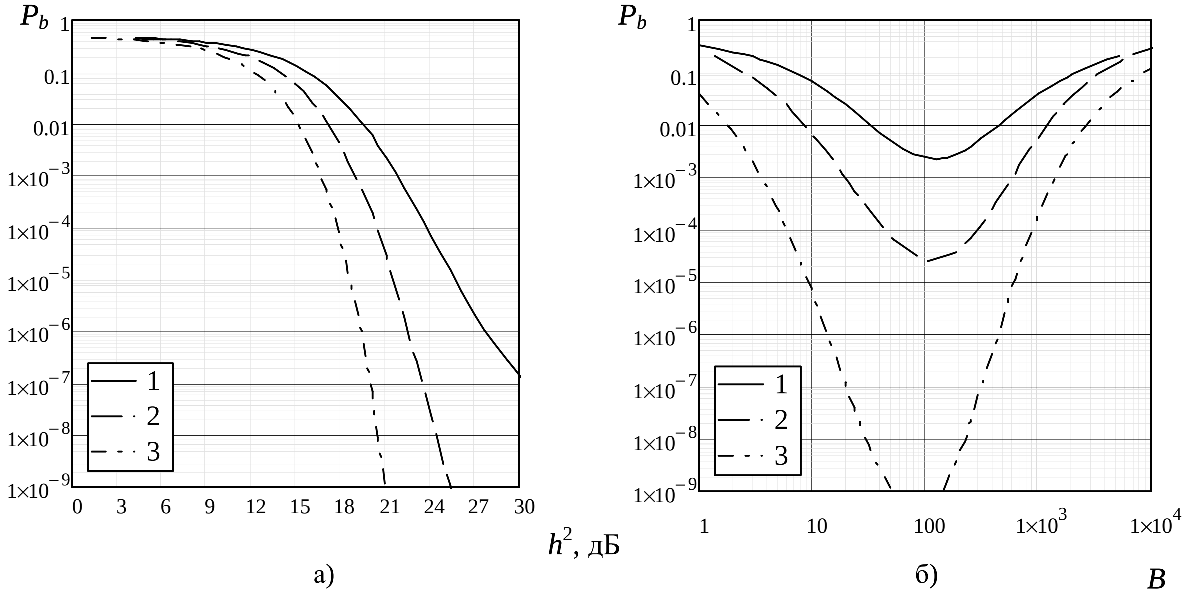

Рисунок 11 – Зависимости P_b=P_b(h^2) при фиксированной базе B = 128 (а) и зависимости P_b = P_b(B) при фиксированном h^2 = 21,072 дБ (б) для систем с: 1 – КВМШС, 2 – ПШС, 3 – ФМШС

Следует отметить, что выигрыш ФМШС в вероятности ошибки (при фиксированной базе сигнала) на кривых $P_b = P_b(h^2)$ с ростом отношения сигнал-помеха h^2 увеличивается. При $B = 128$ и $h^2 = 21{,}072$ дБ система с ФМШС имеет вероятность ошибки на 4 порядка меньше чем система с ПШС, а система с КВМШС проигрывает ПШС еще 2 порядка.

Наиболее простое сравнение помехоустойчивости систем можно выполнить, если предположить, что в каждой из них установлены оптимальные параметры сигнала.

Процедура установки оптимальных параметров системы связи с шумовой несущей состоит из двух шагов:

1) установление мощности передатчика, обеспечивающей оптимальное отношение сигнал-помеха по мощности;

2) выбор базы сигнала, необходимой для получения заданного значения h^2.

Следует отметить, что при оптимальном выборе параметров системы функция $P_b = P_b(h^2)$ фактически зависит от изменения базы сигнала B при фиксированном отношении сигнал-помеха по мощности $r^2 = r^2_{opt}$. При этом форма кривой $P_b = P_b(h^2)$ имеет классический вид, что позволяет установить точные соотношения между эффективностью различных методов модуляции. Расчетная величина r^2_{opt}, проигрыш в помехоустойчивости различных систем с шумовыми сигналами относительно системы с бинарной фазовой манипуляцией (ФМ) детерминированного сигнала (когерентный прием), а также относительно системы с ФМШС приведены в табл. 1.

Таблиця 1 – Оптимальные значения отношения сигнал-помеха по мощности и потери помехоустойчивости систем при оптимальных параметрах

Тип системы	r^2_{opt}	Относительно ФМ (когерентный прием)		Относительно ФМШС	
		раз	дБ	Раз	дБ
КВМШС	0,943	32	15,051	4,734	6,752
ПШС	0,894	16	12,041	2,367	3,742
ФМШС	1,456	6,76	8,299	1	0

ВЫВОДЫ

Таким образом, в работе предложены математические модели сигналов и величин, наблюдаемых в системах связи с автокорреляционным приемом модулированных шумовых сигналов.

Указанные модели позволили подробно исследовать помехоустойчивость систем, выявить особенности зависимостей вероятности ошибки от нормированного отношения сигнал-помеха и базы сигнала. В частности, обосновано понятие оптимального отношения сигнал-помеха по мощности, вычислены соответствующие значения. Данное понятие характерно лишь для систем, использующих стохастический (либо хаотический) сигнал-переносчик.

Анализ показывает, что наилучшую помехоустойчивость среди рассмотренных в работе систем имеет система связи с ФМШС. Преимуществом данной системы есть также упрощение структуры приемного устройства по сравнению с КВМШС.

Однако практическая реализация систем, информация в которых кодируется изменением полярности вторичного максимума автокорреляционной функции (ПШС и ФМШС), представляется более сложной, поскольку в структуре передатчика содержится широкополосный фазовращатель с фиксированным сдвигом фазы. Разработка такого устройства для диапазона крайне высоких частот, где шумовые сигналы могут быть особенно эффективно использованы, есть достаточно сложной задачей.

Необходимо отметить, что системы с шумовой несущей (с передачей опорного сигнала) и автокорреляционным приемом обеспечивают высокий уровень структурной скрытности сигнала. Поэтому рассмотренные в методы передачи информации представляют особый интерес при разработке систем конфиденциальной связи.

Работа выполнена при поддержке Государственного фонда фундаментальных исследований по договору с Государственным агентством по вопросам науки, инноваций и информатизации Украины № Ф53/133-2013 в рамках совместного российско-украинского проекта № Ф53.7/001.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом / А.А. Харкевич // Электросвязь. – 1957. – № 11. – С. 18–23.
2. Ланге Ф. Корреляционная электроника / Ф. Ланге ; пер. с нем. Л. М. Миримова, В. И. Тарабина. – Л. : Судпромгиз, 1963. – 448 с.
3. Müller W.T. Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation / W. T. M üller // Nachrichtentechnik. – 1964.–B. 14, H. 11.
4. Воронин А.А. Шумоподобные сигналы – эффективный метод борьбы с замираниями / А.А. Воронин // Электросвязь. – 1966. – № 7. – С.48–57.
5. Семенов А.М. Широкополосная радиосвязь / А.М. Семенов, А.А. Сикарев. – М.: Воениздат, 1970. – 280 с.
6. Бунин С.Г. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью / С.Г. Бунин, А.П. Войтер. – К. : Техника, 1989. – 223 с.
7. Лега Ю.Г. Системное проектирование средств связи с шумовыми сигналами / Ю.Г. Лега. – К. : Наук. думка, 2000. – 304 с.
8. Калинин В.И. Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой / В.И. Калинин // Письма в ЖТФ. – 2005. – Т.31, Вып.21. – С. 58–63.
9. Трифонов А.П. Анализ скрытности передачи информации на основе импульсной частотно-временной модуляции шумовой несущей / А.П. Трифонов, В.И. Парфенов // Радиотехника. – 2001. – № 1. – С. 25–30.
10. Narayanan R.M. Covert Communications Using Heterodyne Correlation Random Noise Signals / R.M. Narayanan, J. Chuang // Electronics Letters. – 2007. – Vol. 43, N.22. – P. 1211–1212.
11. Ильченко М. Е. Экологически безопасная линия связи с мощностью СШП излучения 70 нановатт для беспроводных локальных сетей / М. Е. Ильченко, В. И. Калинин, Т. Н. Нарытник, В. А. Черепенин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 21-я международная Крымская конф. «Крымико-2011», 12–16 сент. 2011 г., СевНТУ, Севастополь : матер. конф. – Севастополь : СевНТУ, 2011. – С. 355–356.
12. Narytnik T. Sub-Terahertz Low Power UWB Communication Link for WPAN / T. Narytnik, A. Amro, M. Ilchenko, V. Kalinin, O. Turabi // Network and Complex Systems. – 2012. – Vol. 2, N. 4. – Pp. 45–49.
13. Ширяев А. Н. Вероятность: учеб. пособ. для вузов / А. Н. Ширяев. – М. : Наука, 1989. – 640 с.
14. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications / B. Sklar. – Prentice-Hall, 2001. – 1079 p.
15. Первунінський С. М. Математичне моделювання систем зв’язку з кореляційно-часовою модуляцією / С. М. Первунінський, Р. М. Дідковський, В. В. Метелап, Ю. Є. Тобілевич // Вісник Черкаського університету. Серія : “Прикладна математика”. – Черкаси : ЧНУ ім. Б. Хмельницького, – 2006. – Випуск 83. – С. 112–123.