

УДК 621.396, 621.396

ШУМОВАЯ СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ ЗАДЕРЖАННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В. И. Калинин

**Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
Фрязинский филиал, 141120, г. Фрязино Московской области, пл. Введенского 1**

Статья поступила в редакцию 31 марта 2017 г.

Аннотация. Рассмотрена автокорреляционная шумовая система радиосвязи со спектральной модуляцией и инверсией непрерывных шумовых сигналов. Исследовано влияние интерференции частично когерентных и некогерентных шумовых сигналов в процессе внесения дискретной информации на статистические характеристики шумовой системы связи. Рассчитан корреляционный эффект на выходе приемника при передаче данных в канале с аддитивным гауссовским белым шумом.

Ключевые слова: шумовая радиосвязь, расширение спектра, интерференция, спектральная модуляция, корреляционная обработка, статистическая оценка.

Abstract. Autocorrelation noise communication system with spectrum modulation of antipodal continuous noise signals is proposed. Noise interference affect for perfect incoherence and partial coherence is studied in the process of a data modulation. Correlation receiver output is calculated for a data transmission through an additive Gaussian white noise channel.

Keywords: noise communications, spread spectrum, continuous noise signals, interference, spectrum modulation, correlation methods, statistic evaluation.

Введение

Телекоммуникационные системы используют технологии расширения спектра (wireless spread spectrum communications) для повышения помехоустойчивости, электромагнитной совместимости и скорости передачи

информации в каналах при воздействии внешних помех [1-4]. Шумовые системы связи с расширением спектра характеризуются скрытной передачей конфиденциальной информации в беспроводных каналах со сложными условиями распространения [5-9]. Известные дискретные модели передачи данных на основе хаотических некоррелированных отсчетов [10-12] не учитывают влияние интерференции непрерывных сигналов при внесении передаваемой информации на статистические характеристики систем радиосвязи при корреляционной обработке широкополосных шумовых сигналов в приемнике.

В настоящей работе проведено исследование автокорреляционной системы радиосвязи на основе относительного метода передачи данных (Transmitted Reference Technique – TRT) [13]. В модуляторе передатчика производится сложение (интерференция) непрерывных во времени широкополосных сигналов - опорного шумового сигнала с одним из задержанных шумовых сигналов, модулированных по знаку согласно потоку информационных битов.

Шумовая система связи с противоположными сигналами

Передача дискретной информации с расширением спектра производится на основе интерференции задержанных противоположных (antipodal) шумовых сигналов, несущих информацию, с опорным непрерывным шумовым сигналом в передатчике. Восстановление передаваемых двоичных данных производится в результате автокорреляционной обработки суммарных шумовых сигналов в приемнике [14].

В передатчике непрерывный шумовой сигнал с полосой частот Δf от генератора шума разделяется на два канала с опорным сигналом $\zeta(t)$ и задержанным сигналом $\zeta(t - T)$ на время T , значительно превышающего время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ шумового сигнала $\zeta(t)$

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

Внесение информации в модулятор передатчика (рис.1а) осуществляется за счет умножения задержанного сигнала $\xi(t - T)$ на значение передаваемого бита $b_i = \pm 1$.

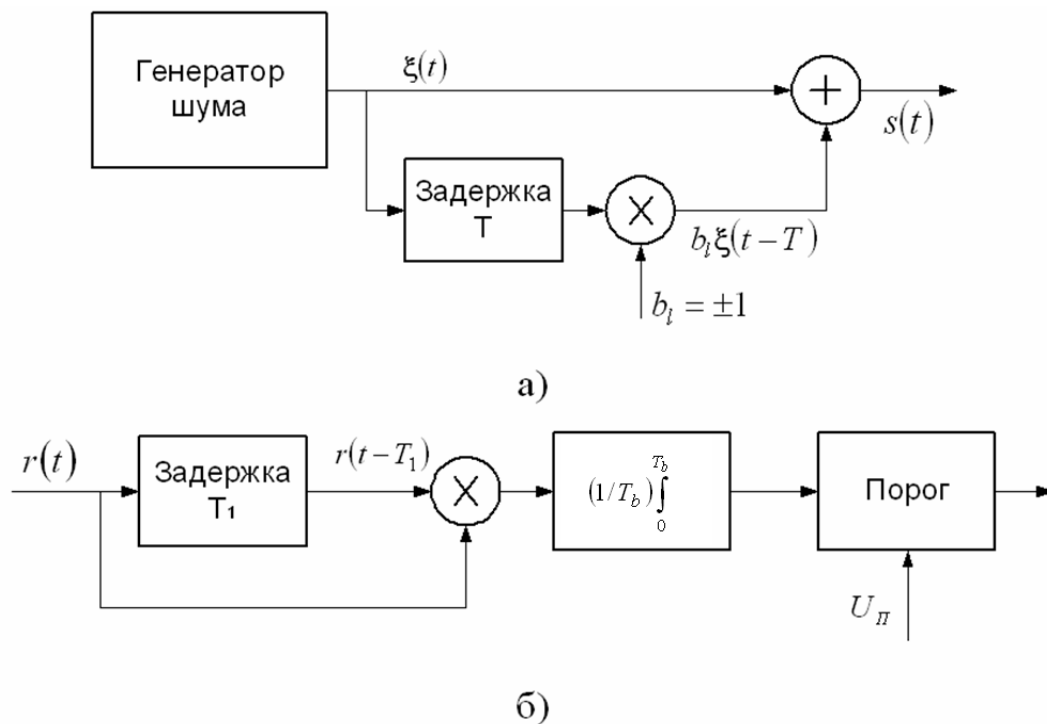


Рис.1. Функциональные схемы передатчика (а) и приемника (б) в системе с противоположными шумовыми сигналами.

В результате интерференции опорного сигнала $\xi(t)$ с информационным задержанным шумовым сигналом $b_i \xi(t - T)$ на выходе линейного сумматора формируется суммарный сигнал в виде:

$$s(t) = [\xi(t) + b_i \xi(t - T)] \quad (2)$$

Сигнал генератора шума $\xi(t)$ полагаем стационарным гауссовским процессом с равномерным спектром в полосе $2\Delta\omega$ на средней частоте ω_0 и с автокорреляционной функцией вида:

$$k_{\xi}(\tau) = \sigma_{\xi}^2 R(\tau) = \sigma_{\xi}^2 \frac{\sin(\Delta\omega \cdot \tau)}{\Delta\omega \cdot \tau} \cos(\omega_0 \cdot \tau), \quad (3)$$

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

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $s(t)$ модулирован периодической функцией в виде [15-16]:

$$\hat{S}_s(f) = 2\hat{S}_{\xi}(f)[1 + b_l \cos(2\pi fT)] \quad (4)$$

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 за конечное время анализа, равное длительности бита [18-19].

При интерференции некогерентных шумовых сигналов [18], когда выполняется условие (1), спектральная плотность (4) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с масштабом периодичности, равным $F_m = 1/T$. Из соотношения (1) следует, что при интерференции некогерентных шумовых сигналов укладывается много масштабов $F_m \ll \Delta f$ периодической модуляции спектра (4) в полосе частот Δf шумового сигнала.

Суммарный сигнал (2) поступает в канал связи с аддитивным гауссовым белым шумом (АГБШ) $n(t)$ в той же полосе частот Δf , как у полезного сигнала $\xi(t)$. Автокорреляционная функция помехи $k_n(\tau) = \sigma_n^2 R(\tau)$ определяется тем же выражением (3) с дисперсией σ_n^2 . На вход корреляционного приемника поступает сигнал

$$r(t) = [\xi(t) + b_l \xi(t - T)] + n(t) \quad (5)$$

Автокорреляционная функция принятого сигнала (5) содержит информационный корреляционный пик $b_l k_{\xi}(T - \tau)$ со сдвигом $\tau = T$ и узкий выброс вблизи нулевой задержки $\tau = 0$ для шумового сигнала $2k_{\xi}(\tau)$ с удвоенной амплитудой и внешней помехи $k_n(\tau)$

$$k(\tau) = b_l(k_{\xi}(T - \tau) + k_{\xi}(T + \tau)) + 2k_{\xi}(\tau) + k_n(\tau) \quad (6)$$

Формула (6) получена при большой длительности информационного бита $T_b \gg T \gg \tau_c$ и справедлива при условии статистической независимости шумового сигнала $\zeta(t)$ и помехи $n(t)$. При смене знака двоичного бита $b_l = \pm 1$ происходит изменение знака корреляционного пика со сдвигом $\tau = T$, что позволяет однозначно восстанавливать передаваемую информацию.

В приемнике производится автокорреляционная обработка поступившего сигнала (5) за конечное время длительности каждого бита. Напряжение $\hat{z}(b_l)$ на выходе интегратора в приемнике (рис.1б) определяется в виде корреляционного интеграла:

$$\hat{z}(b_l, T) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T)dt \quad (7)$$

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

Корреляционный отклик (7) на выходе интегратора (рис.1б) для поступившего сигнала (5) при равных задержках в передатчике и приемнике $T_1 = T$ вычисляется в виде:

$$\begin{aligned} \hat{z}(b_l, T) = & b_l (\hat{k}_\xi(0) + \hat{k}_\xi(2T)) + 2\hat{k}_\xi(T) + \hat{k}_n(T) + \\ & + b_l \hat{k}_{\xi n}(0) + 2\hat{k}_{\xi n}(T) + b_l \hat{k}_{\xi n}(2T) \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь \hat{k}_ξ и \hat{k}_n являются случайными оценками, вычисленными за конечное время длительности бита T_b , для автокорреляционных функций исходного шумового сигнала $\zeta(t)$ и помехи $n(t)$.

Полезный эффект на выходе корреляционного приемника определяется первым слагаемым $b_l \hat{k}_\xi(0)$ в формуле (8). При поступлении противоположных по знаку битов $b_l = \pm 1$ наблюдается корреляционный отклик, равный мощности сигнала $\zeta(t)$ со сменой знака

$$b_1 \hat{k}_\xi(0) = \pm \hat{\sigma}_\xi^2 \quad (9)$$

Второе $b_1 \hat{k}_\xi(2T)$ и третье $2\hat{k}_\xi(T)$ слагаемые в формуле (8), которые определяются случайными оценками автокорреляции со сдвигом $2T$ и T , характеризуют внутрисистемные помехи, которые оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса передачи данных. При интерференции некогерентных сигналов $\xi(t)$ и $b_1 \xi(t - T)$ в модуляторе приемника, когда выполнено условие (1), внутрисистемные помехи малы. Однако при повышении скорости передачи данных маскирующее влияние внутрисистемных помех усиливается.

При вычислении корреляционного интеграла (7) за конечное время T_b бита следует учитывать случайные оценки со сдвигом $\tau = 0; T; 2T$ в виде:

$$\hat{k}_{\xi n}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} \xi(t)n(t+\tau)dt \quad (10)$$

Случайные оценки (10) определяются корреляционным интегралом от произведения шумового сигнала $\xi(t)$ и гауссовой помехи $n(t+\tau)$ при усреднении за конечное время бита T_b . Мультипликативные оценки (10) являются малыми, однако отличными от нуля случайными величинами при условии статистической независимости сигнала $\xi(t)$ и внешней помехи $n(t)$. Мультипликативные помехи (10) могут оказать заметное влияние на вероятность битовой ошибки в шумовой системе связи при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

На рис.2 представлен результат численного расчета спектра мощности и коэффициента автокорреляции для суммарного сигнала (2) при усреднении за время следования одного бита $T_6 = 1$ мкс. Передача данных производится со скоростью 1 Мб/с в канале без помех. Задержка $T = 6$ нс информационного шумового сигнала в передатчике превышает в шесть раз интервал когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f) = 1$ нс для шумового сигнала $\xi(t)$. Период спектральной модуляции равен $F_m = 1/T = 167$ МГц. В спектре суммарного

шумового сигнала с полосой частот $\Delta f = 1000$ МГц на рис. 2а наблюдается шесть интерференционных полос $\Delta f / F_m = 6$, которые появляются в результате интерференции некогерентных между собой опорного и задержанного информационного сигналов. Коэффициент автокорреляции, равный $\hat{R}_s(0) = 1,0$ при нулевом аргументе $\tau = 0$, имеет информационный корреляционный пик вдвое меньшей амплитуды $\hat{R}_s(T) = 0.5$ со сдвигом $\tau = T = 6$ нс, отвечающем задержке шумового сигнала при внесении информации в передатчике (рис.2б). Информационный пик со сдвигом $\tau = T = 6$ нс и корреляционный пик вблизи $\tau = 0$ имеют высокочастотное заполнение со средней частотой шумового сигнала f_0 .

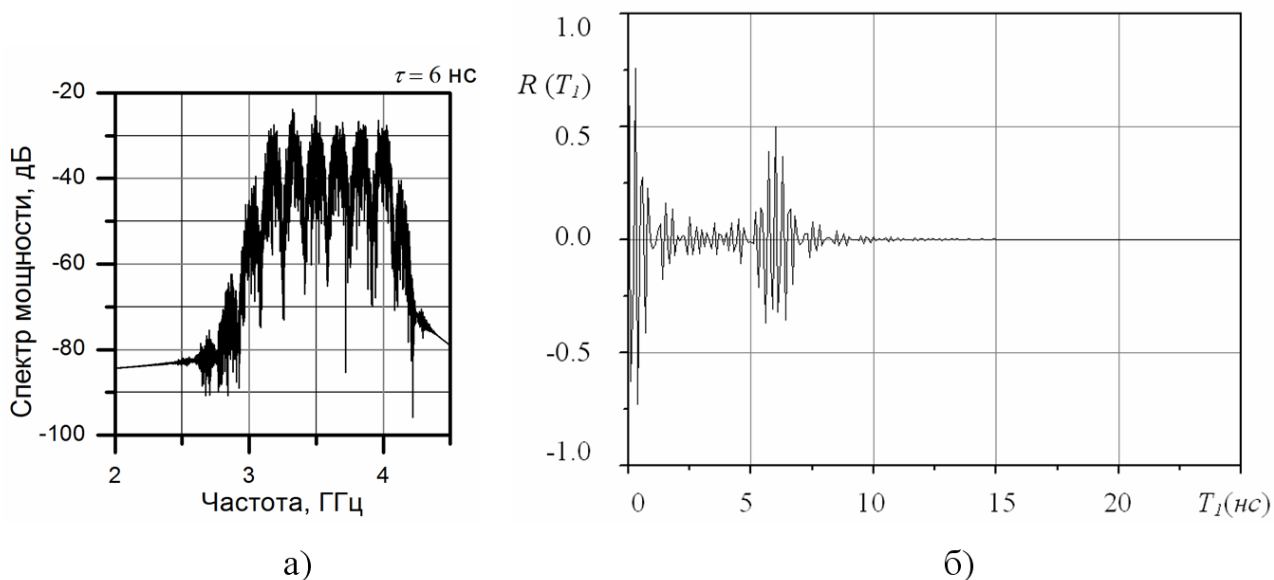


Рис.2 а,б. Спектр мощности (а) и коэффициент автокорреляции (б) для принятого шумового сигнала с полосой 1000 МГц на средней частоте $f_0 = 3600$ МГц при передаче «1» бита. Информационная задержка $T = 6$ нс.

Задержка T_1 в корреляторе приемника (рис.1) отличается в общем случае от задержки T информационного сигнала в модуляторе передатчика. Полезный отклик на выходе коррелятора при несовпадении задержек $T_1 \neq T$ в отличие от постоянной величины (9) имеет осциллирующее поведение в зависимости от разности задержек $(T - T_1)$ в виде:

$$b_l \hat{k}_\xi(T - T_1) = b_l \hat{\sigma}_\xi^2 \frac{\sin(\Delta\omega \cdot (T - T_1))}{\Delta\omega \cdot (T - T_1)} \cos(\omega_0 \cdot (T - T_1)) \quad (11)$$

Необходимым условием оптимальной обработки противоположных шумовых сигналов в схеме на рис.1а,б является идентичность задержек T и T_1 в модуляторе передатчика и корреляторе приемника. Если задержки T и T_1 различаются, то полезный осциллирующий сигнал (11) на выходе коррелятора (рис.2б) может стать равным нулю или даже отрицательным, что приводит к ошибке при восстановлении принятого бита. Условие идентичности задержек $T = T_1$ с трудом выполнимо на практике при использовании традиционных СВЧ линий задержки. Применение волоконно-оптических или твердотельных оптических линий задержки [20] с точностью регулировки, составляющей малую часть от среднего периода несущего сигнала, облегчает создание автокорреляционных шумовых систем связи. Требование к идентичности задержек можно ослабить применением квадратурных корреляторов в приемнике для шумовой системы с переключением задержек в передатчике.

Интерференция шумовых сигналов при внесении информации

Частичная когерентность при интерференции опорного сигнала $\zeta(t)$ с одним из задержанных информационных сигналов $b_l \zeta(t-T)$ в модуляторе приемника приводит к изменению мощности или дисперсии суммарного сигнала (2) в такт передаваемых битов

$$\hat{\sigma}_s^2(b_l = \pm 1) = 2\sigma_\xi^2(1 \pm \hat{R}_l(T)) \quad (12)$$

Здесь $\hat{R}_l(T)$ - оценка коэффициента корреляции со сдвигом $\tau = T$ для исходного шума $\zeta(t)$ за время передачи l - бита. При интерференции некогерентных сигналов, когда выполнено условие (1) и коэффициент корреляции со сдвигом $\tau = T$ становится малой величиной $\hat{R}_l(T) \approx 0$, мощность передаваемого сигнала (12) можно полагать постоянной и равной $2\sigma_\xi^2$. При частичной когерентности шумовых сигналов изменение мощности

(12) относительно среднего значения $2\sigma_{\xi}^2$ в потоке двоичных битов составит величину:

$$d(b_l = \pm 1) = (\hat{\sigma}_s^2 - 2\sigma_{\xi}^2) / 2\sigma_{\xi}^2 = \pm \hat{R}_l(T) \quad (13)$$

Относительные вариации дисперсии (13) в потоке битов характеризуются коэффициентом корреляции $\hat{R}_l(T)$ со сдвигом T для исходного шума $\xi(t)$.

Отметим свойства передаваемых шумовых сигналов $s(t)$ с изменением мощности (12) в канале связи, которые оказывают влияние на статистические характеристики шумовой системы радиосвязи.

1. Относительное изменение мощности полезного шумового сигнала при распространении в канале связи происходит в такт передаваемых битов и по этой причине может привести к снижению информационной скрытности передаваемых сообщений.

2. Вариации мощности (13) передаваемого сигнала $s(t)$ уменьшаются, если при интерференции опорного и информационного шумовых сигналов в модуляторе их относительная задержка T возрастает и превышает интервал когерентности $\tau_c \approx 1/\Delta f$ шумового сигнала $\xi(t)$. Увеличение задержки T для информационного шумового сигнала сопровождается уменьшением его энергии в течение битового периода, что вызывает повышение вероятности битовой ошибки и приводит к понижению помехоустойчивости и скорости передачи информации, как следует из результатов работы [17]. Выбор величины задержки следует проводить с учетом ее влияния на основные характеристики системы.

3. Если шумовой сигнал $\xi(t)$ является гауссовым процессом с нулевым средним значением, то оценка коэффициента автокорреляции $\hat{R}_l(\tau)$ также является случайной функцией от аргумента τ в виде осциллирующих колебаний, как изображено на рис.2б. Коэффициент автокорреляции $\hat{R}_l(\tau)$ близок к нулю при фиксированных значениях относительной задержки $T = T_p = (2p-1)/(4f_0)$, где $p = 1, 2, 3, \dots$, f_0 средняя частота в спектре сигнала $\xi(t)$.

4. Изменение мощности передаваемого сигнала (13) становится наименьшим при точной установке фиксированной задержки, равной одному из дискретных значений $T = T_p = (2p-1)/(4f_0)$, при которых коэффициент автокорреляции $\hat{R}_l(T_p)$ близок к нулю. Настройку фиксированной задержки вблизи одного из дискретных значений $T = T_p$ следует проводить с погрешностью менее $1/(16f_0)$. При средней частоте шумового сигнала $f_0 = 3.5$ ГГц погрешность установки задержки T не должна превышать $17,8$ пс. На основе твердотельных оптических или волоконно-оптических линий задержки (ВОЛС) выполнимо условие установки задержки информационного сигнала с такой точностью [20].

Повышение информационной скрытности передаваемых сообщений за счет уменьшения вредных вариаций мощности сигнала в потоке битов возможно в шумовой системе радиосвязи с переключением нескольких задержек.

Заключение

Проведено исследование широкополосной шумовой системы передачи информации на основе относительного метода, когда в канал связи поступает непрерывный шумовой сигнал в виде аддитивной смеси опорного сигнала с информационным задержанным сигналом, модулированным по знаку согласно потоку двоичных символов.

Частичная когерентность при интерференции опорного сигнала с одним из задержанных информационных сигналов в модуляторе приемника приводит к изменению мощности или дисперсии суммарного сигнала в такт передаваемых битов. Предложены способы устранения вредных вариаций мощности для излучаемого сигнала в канале связи с целью повышения информационной скрытности шумовой системы связи.

Когерентная обработка в приемнике осуществляется синхронно потоку информационных битов методом автокорреляционного анализа для широкополосных шумовых сигналов. Получено аналитическое выражение для

корреляционного отклика на выходе интегратора в приемнике, когда передача информации производится в канале с аддитивной гауссовой помехой.

Показано существование внутрисистемных и мультипликативных помех, которые оказывают маскирующее воздействие на приемник и приводят к смещению корреляционной оценки для полезного отклика. Мультипликативные помехи являются малыми, однако, отличными от нуля случайными величинами при условии статистической независимости шумового сигнала и внешней помехи. Внутрисистемные и мультипликативные помехи могут оказывать заметное влияние на вероятностные характеристики в шумовой системе связи при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

Результаты исследования автокорреляционной шумовой системы по передаче информации на основе противоположных 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 и программы «Радиовидение» ОФН РАН.

Литература

1. *B. Sklar*, Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2nd edition, Prentice-Hall, 2001.
2. *К. Феер*, Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра, Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
3. *Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, В.В. Колесов 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.

4. *Л.Е. Назаров, Е.В. Игошин, А.С. Зудилин, М.А. Щеглов*, Разработка, реализация и испытания сигнально-кодовых конструкций для высокоскоростной радиолинии связи с БПЛА // Успехи современной радиоэлектроники, 2014, № 8, С. 68–74.
5. *R.M. Narayanan and J. Chuang*, Covert communications using heterodyne correlation random noise signals // Electronics Letters, 2007, vol.43, no. 22, pp.1211-1212.
6. *J. Cuang, M.W. DeMay, R.M. Narayanan*, Secure Spread Spectrum Communication Using Ultrawideband Random Noise Signals // Military Communication Conference, MILCOM-2006, October 2006.
7. *А.А. Короновский, О.И. Москаленко, А.Е. Храмов*, Скрытая передача информации на основе режима обобщенной синхронизации в присутствии шумов // Журнал технической физики, 2010, том 80, вып. 4, С.1-8.
8. *Калинин В.И.*, Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // Письма в ЖТФ, 2005, Том 31, Вып.21, С.58-63.
9. *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.
10. *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.
11. *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.

12. *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.
13. *J.K. Holmes*, *Coherent Spread Spectrum Systems*, Wiley Interscience Publication, New York, 1982.
14. *В.И. Калинин, В.В. Чанурский*, Передача бинарной информации на основе непрерывных несущих шумовых колебаний // *Успехи современной радиоэлектроники*, 2015, №8, С. 27-36.
15. *В.И. Калинин, В.В. Чанурский*, Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией // *Радиотехника и электроника*, 2015, Т. 60, № 10, С.
16. *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.
17. *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.
18. *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).
19. *Тихонов В.И.* *Статистическая радиотехника*, Изд. Советское радио, М., 1966, 677 с.
20. *G.P. Agrawal*, *Fiber-Optic Communication Systems*, Wiley Interscience Publication, New York, 2002.

Ссылка на статью:

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>