

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.6>

УДК: 621.391, 621.396

## ФЛУКТУАЦИИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ШУМОВОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ

В.И. Калинин, О.А. Бышевский-Конопко

ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал РАН,  
141120, Московская область, г. Фрязино, пл. академика Введенского, д.1

Статья поступила в редакцию 11 июля 2024 г.

**Аннотация.** Выполнен статистический анализ флуктуаций для корреляционных оценок при передаче информации на основе шумовых хаотических сигналов со спектральной модуляцией. Обнаружено асимптотическое ограничение корреляционного эффекта на выходе приемника по мере увеличения мощности несущего шумового сигнала вследствие собственных внутрисистемных помех. Показана возможность уменьшения флуктуаций корреляционных оценок при передаче информации на основе шумовых сигналов с временными окнами.

**Ключевые слова:** передача информации, шумовые сигналы, корреляционные оценки, временные окна, спектральная модуляция.

**Финансирование:** Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

**Автор для переписки:** Калинин Валерий Иванович, e-mail: [val.kalinin@mail.ru](mailto:val.kalinin@mail.ru)

### Введение

Повышение помехоустойчивости систем радиосвязи производится на основе технологии расширения спектра [1-3], помехоустойчивого кодирования [4-7] и применения многоэлементных пространственно-разнесенных антенн [8]. Широкополосные шумовые системы радиосвязи используют относительные

методы передачи (Transmitted Reference) с разделением во времени опорного шумового сигнала и информационного шумового сигнала, задержанного на время значительно превышающего время его когерентности [9-11]. Внесение дискретной информации производится умножением задержанных шумовых сигналов на значение двоичных символов в потоке передаваемых битов. В результате интерференции некогерентных между собой опорного и задержанного сигналов в передатчике происходит модуляция по частоте спектра для суммарного шумового сигнала, передаваемого в линии связи [12-14]. Период спектральной модуляции обратно пропорционален относительной задержке информационного сигнала [7,9]. В приемнике производится автокорреляционная обработка поступающих излучений в виде суммы информационного задержанного сигнала, опорного сигнала и внешней помехи [12,14]. Известен способ двойной спектральной обработки поступающих сигналов со спектральной модуляцией, который отличается от автокорреляционного приема обработкой в частотной области [15-16]. Передача данных относительным методом на основе широкополосных шумовых сигналов характеризуется информационной безопасностью и скрытностью излучений в каналах [10,15-16].

Случайные изменения энергии несущих шумовых сигналов в потоке информации вызывают флуктуации корреляционного эффекта на выходе приемника с трендом синхронно темпу передачи данных [2]. В последние годы предложены DFA-алгоритмы (Detrended Fluctuation Analysis) для устранения временных трендов при анализе случайных и хаотических процессов [17-18]. В настоящей работе предложен новый подход к решению проблемы корреляционных оценок и устранению трендов при передаче информации с расширением спектра на основе шумовых хаотических сигналов со спектральной модуляцией.

## 1. Шумовая система радиосвязи с расширением спектра

Передача дискретной информации производится относительным методом на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией [12,14]. От источника в передатчике шумовые хаотические сигналы с равномерным спектром поступают на вход полосно-пропускающего фильтра в диапазоне  $\Delta f = 1000 \text{ MHz}$  со средней частотой  $f_0 = 3600 \text{ MHz}$ . С выхода полосового фильтра шумовой сигнал  $y(t)$  разделяется на информационный и опорный каналы (рис.1).

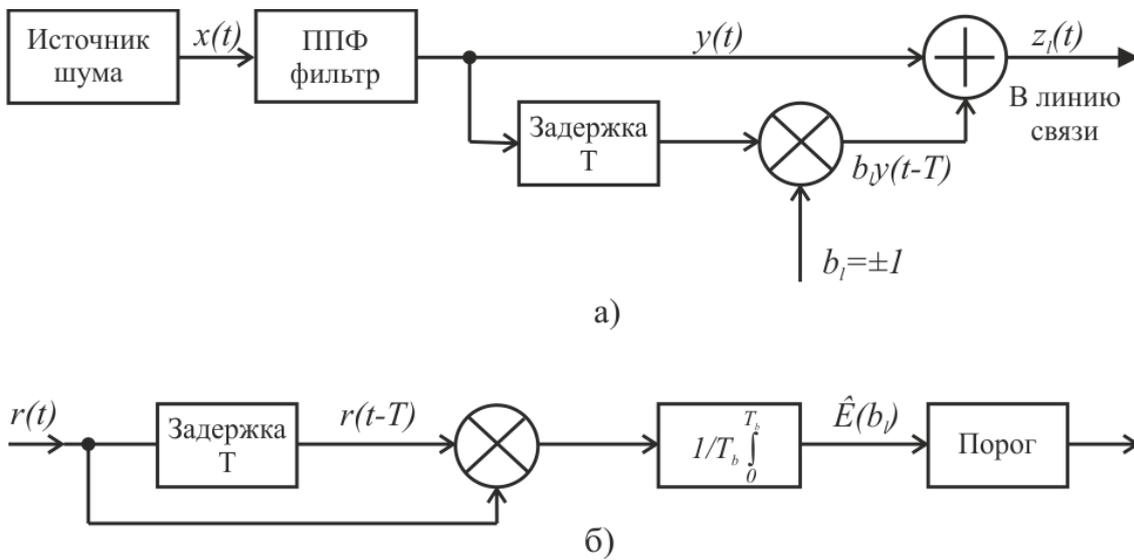


Рис.1. Функциональные схемы передатчика (а) и приемника (б) в системе радиосвязи с противоположными шумовыми сигналами.

В информационном канале производится задержка несущего сигнала  $y(t)$  на время  $T = 6 \text{ ns}$ , превышающее время когерентности  $\tau_c \approx 1/\Delta f = 1 \text{ ns}$ . Задержанный сигнал умножается на противоположные значения  $b_l = \pm 1$  информационных символов, следующих с периодом  $T_b$ , и поступает в виде  $b_l y(t-T)$  на вход сумматора, на другой вход которого следует опорный сигнал  $y(t)$ . В линейном сумматоре происходит суперпозиция некогерентных между собой задержанного информационного и опорного сигналов:

$$z_l(t) = y(t) + b_l y(t-T). \quad (1)$$

Сложение некогерентных сигналов (1) выполняется при условии:

$$T \gg \tau_c \quad \text{или} \quad T \Delta f \gg 1. \quad (2)$$

Суммарный сигнал (1) поступает во внешнюю линию связи. Мощность передаваемого сигнала  $z_l(t)$  полагается равной  $\sigma_z^2 \approx 2\sigma_y^2$  при условии (2) интерференции некогерентных между собой шумовых сигналов [7,9].

При передаче дискретной информации определяется статистическая оценка для спектра мощности передаваемого сигнала (1) в виде:

$$\hat{S}_z(f, b_l) = 2\hat{S}_y(f)[1 + \cos(2\pi fT + \pi(1 - b_l)/2)]. \quad (3)$$

Здесь  $\hat{S}_z(f, b_l)$  и  $\hat{S}_y(f)$  являются случайными оценками спектров за время следования суммарного  $z_l(t)$  и опорного  $y(t)$  шумовых сигналов при передаче информационного бита  $b_l$  [19]. Спектр мощности (3) модулирован периодической функцией с периодом  $F_m = 1/T$ . В полосе частот  $\Delta f$  шумового сигнала помещается много периодов  $F_m$  спектральной модуляции. Тонкая интерференционная картина в спектре (3) показана на рис. 2 а,б для суммарного шумового сигнала (1) с информационной составляющей, который поступает в линию связи.

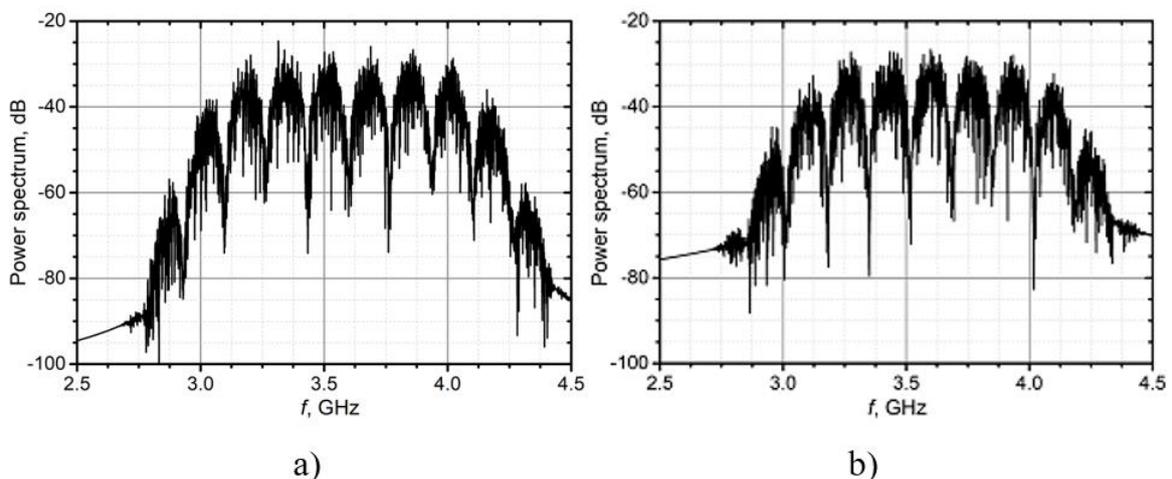


Рис.2. Смещение интерференционной картины в спектре при передаче противоположных битов: (а) положительного  $b_l = +1$ , (б) отрицательного  $b_l = -1$ .

Из сравнения спектров на рис. 2а,б следует, что спектральная модуляция смещается на половину периода  $F_m/2 = 1/2T = 83,33 \text{ MHz}$  при передаче противоположных символов  $b_l = \pm 1$ . В результате спектральной модуляции (3) полоса частот  $F_b \approx 1/T_b$  для информационных символов  $b_l$  расширяется до полосы  $\Delta f$  суммарного шумового сигнала (1). Произведение  $B = \Delta f T_b$  определяет базу передаваемых сигналов, от величины которой зависит интенсивность флуктуаций корреляционных оценок.

Суммарный сигнал  $z_l(t)$  поступает в канал связи с аддитивным гауссовым белым шумом  $n(t)$ . Полагаем коэффициент передачи для канала связи не зависящим от частоты. На входе приемника присутствует аддитивная смесь сигналов в виде:

$$r_l(t) = z_l(t) + n(t) = [y(t) + b_l y(t - T)] + n(t) \quad (4)$$

Мы полагаем внешнюю помеху  $n(t)$  с равномерным спектром  $S_n(f)$  в широкой полосе частот  $\Delta f_n$  и со средней мощностью  $\sigma_n^2$ . При выполнении условия (2) отношение сигнал/помеха в канале связи полагается равным  $q = \sigma_z^2 / \sigma_n^2 \approx 2\sigma_y^2 / \sigma_n^2$ . В приемнике производится автокорреляционная обработка поступающего сигнала (4) за время длительности  $T_b$  каждого бита. Длительность задержки  $T$  в корреляторе приемника соответствует задержке информационного сигнала  $b_l y(t - T)$  в модуляторе передатчика.

## 2. Статистический анализ корреляционных оценок

Корреляционная оценка  $\hat{E}(b_l)$  на выходе интегратора в приемнике (рис.1б) определяется в виде [20]:

$$\hat{E}(b_l, T) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l + T_b} r_l(t) r_l(t - T) dt. \quad (5)$$

Здесь  $t_l = (l - 1)T_b$  момент времени при поступлении  $b_l$  бита с номером  $l$ .

Статистическая оценка (5) для принятого сигнала (4) вычисляется в виде:

$$\hat{E}(b_l, T) = b_l \left( \hat{k}_y(0) + \hat{k}_y(2T) \right) + 2\hat{k}_y(T) + \hat{k}_n(T) + b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T) \quad (6)$$

Здесь  $\hat{k}_y$  и  $\hat{k}_n$  являются случайными оценками за время бита  $b_l$  для корреляционных функций несущего сигнала  $y(t)$  и помехи  $n(t)$ . Полезный эффект на выходе приемника зависит от первого слагаемого  $b_l \hat{k}_y(0)$  в формуле (6). Истинное значение корреляционного эффекта определяется математическим ожиданием оценки:

$$E(b_l) = b_l M \left\{ \hat{k}_y(0) \right\} = b_l M \left\{ \hat{\sigma}_y^2 \right\} = b_l \sigma_y^2, \quad (7)$$

которое зависит от средней мощности  $\sigma_y^2$  несущего шумового сигнала  $y(t)$  со сменой знака синхронно последовательности битов  $b_l$ .

Собственные помехи в системе определяются суммой первых корреляционных оценок в формуле (6) за вычетом истинного значения:

$$\hat{\Psi}_y(b_l, T) = b_l \left[ \hat{k}_y(0) - \sigma_y^2 \right] + b_l \hat{k}_y(2T) + 2\hat{k}_y(T). \quad (8)$$

Внутрисистемные помехи (8) определяются относительными флуктуациями мощности  $b_l \left( \hat{\sigma}_y^2(b_l) - \sigma_y^2 \right)$  несущего шумового сигнала в сумме с флуктуациями оценок  $b_l \hat{k}_y(2T)$  и  $2\hat{k}_y(T)$ . Внутрисистемные помехи (8) с ненулевым средним значением приводят к случайному изменению и нестационарному смещению корреляционного эффекта (6). Внутрисистемные помехи (8) оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса связи.

Флуктуации случайных оценок (6) приводят к ошибкам при восстановлении передаваемой информации в приемнике [12,14]. Ошибки первого вида возникают вследствие случайного разброса значений  $\hat{E}(b_l)$ ,

измеренных по разным выборкам  $r_l(t)$  принимаемых сигналов за время  $T_b$  каждого бита  $b_l$ . Ошибки второго рода являются систематическими и появляются в виде нестационарного смещения корреляционного эффекта (6) синхронно темпу следования битов  $b_l$ .

Среднее значение корреляционной оценки (6) в потоке битов определяется математическим ожиданием:

$$M \left\{ \hat{E}(b_l) \right\} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} M \left\{ r_l(t)r_l(t-T) \right\} dt = b_l \sigma_y^2 + b_l k_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T). \quad (9)$$

Здесь первое слагаемое  $b_l \sigma_y^2$  определяет истинное значение  $E(b_l)$  корреляционного эффекта. Остальные слагаемые в (9) характеризуют нестационарное смещение оценки (6) относительно истинного значения  $E(b_l)$ . Соотношение (9) справедливо при условии статистической независимости между несущим сигналом  $y(t)$  и внешней помехой  $n(t)$ . Тогда смешанные составляющие  $\hat{k}_{yn}(\tau)$  со сдвигом  $\tau = 0; T; 2T$  в формуле (6) обнуляются при усреднении.

Смещение корреляционной оценки (6) в потоке битов  $b_l$  определяется средней величиной (9) за вычетом истинного значения  $E(b_l) = b_l \sigma_y^2$  в виде:

$$\Delta E(b_l) = M \left\{ \hat{E}(b_l) \right\} - b_l \sigma_y^2 = b_l k_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T). \quad (10)$$

Нестационарное смещение (10) зависит от значения  $b_l = \pm 1$  поступающего бита и определяется боковыми лепестками корреляционных функций для несущего сигнала и помехи с аргументом равным, либо кратным информационной задержке. Смещение корреляционной оценки (10) становится малым при большой информационной задержке  $T$  относительно интервалов когерентности  $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$  для несущего сигнала  $y(t)$  и  $\tau_n \approx 1/(\Delta f_n)$  для внешней помехи  $n(t)$ .

Процесс восстановления передаваемой информации в приемнике зависит от нестационарного смещения  $\Delta E(b_l)$ , которое изменяется во времени синхронно потоку  $b_l = \pm 1$  битов. При выполнении условия (2) в виде  $T \gg \tau_c$  для несущего шумового сигнала  $y(t)$  и подобного условия  $T \gg \tau_n$  для внешней помехи  $n(t)$  можно пренебречь малым нестационарным смещением (10) при оценке корреляционного эффекта (6). В этом случае устанавливается фиксированный нулевой уровень порога в приемнике при восстановлении информационных битов [19]. Структура корреляционного приемника приобретает традиционный вид как на рисунке 1б.

### 3. Помехоустойчивость шумовой системы

Численное моделирование шумовой системы с различной скоростью  $C = 1/T_b$  передачи информации выполнено при использовании СШП несущих шумовых сигналов двух видов: с прямоугольным спектром и с временным окном в виде четырехзвенной функции *Blackman-Harris* [20]. Внешняя помеха  $n(t)$  согласована по спектру с несущими сигналами  $y(t)$  в полосе частот  $\Delta f = 1000 \text{ MHz}$ . Представление несущих сигналов  $y(t)$  и помехи  $n(t)$  производится дискретными отсчетами  $y(k)$  и  $n(k)$ , которые следуют во времени  $t(k) = kd$  с шагом  $d = 0.035 \text{ ns}$  значительно меньшем времени когерентности  $\tau_c = 1 \text{ ns}$  для несущих сигналов. Корреляционная оценка  $\hat{E}(b_l)$  вычисляется подобно интегралу (5) усреднением по дискретным отсчетам  $r_l(k)$  при передаче каждого бита  $b_l$  в виде:

$$\hat{E}(b_l) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K r_l(k)r_l(k+L), \quad (11)$$

где  $K = T_b/d$  – количество отсчетов с шагом  $d$  на длине  $T_b$  реализации  $r_l(k)$  принимаемого сигнала,  $L = T/d = 171$  количество отсчетов на времени  $T = 6 \text{ ns}$  информационной задержки.

Среднее отклонение  $\sigma_E$  корреляционных оценок  $\hat{E}(b_l)$  относительно истинных значений  $E(b_l) = b_l \sigma_y^2$  в потоке двоичных битов  $b_l = \pm 1$  определяется усреднением по ансамблю в виде:

$$\sigma_E = \left[ \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N [\hat{E}(b_l) - b_l \sigma_y^2]^2 \right]^{1/2}. \quad (12)$$

Количество равновероятных по знаку  $b_l = \pm 1$  битов составляет  $N = 10^6$ . Отношение абсолютного истинного значения оценок (8) к среднему отклонению (12) определяет коэффициент помехоустойчивости системы связи [1]:

$$K(q) = |E(b_l)| / \sigma_E = \sigma_y^2 / \sigma_E. \quad (13)$$

На рис.3 построены пять семейств шумовых характеристик  $K(q)$  в зависимости от отношения сигнал/помеха  $q = 2\sigma_y^2 / \sigma_n^2$  в канале связи при различной базе несущих шумовых сигналов  $B = \Delta f T_b = 50; 100; 200; 500; 1000$ .

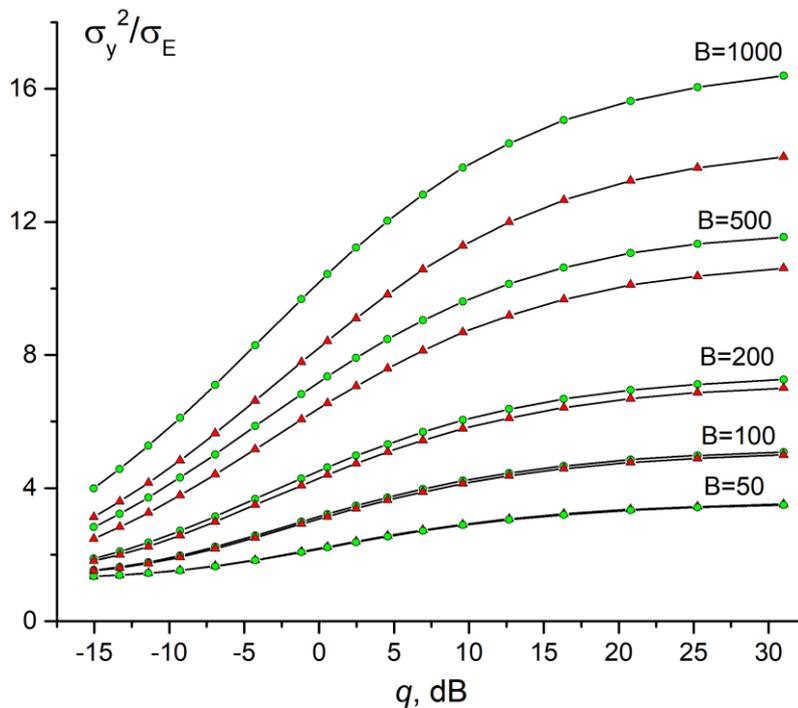


Рис.3. Шумовые характеристики  $K(q)$  при различной базе  $B = \Delta f T_b$  для несущих шумовых сигналов с прямоугольным спектром (нижние кривые – треугольники); с временным окном (верхние кривые – кружки).

Повышение базы несущих сигналов от  $B = 50$  до  $B = 1000$  приводит к возрастанию коэффициента помехоустойчивости  $K(q)$  для системы (рис.3). По мере увеличения отношения сигнал/помеха  $q$ (дБ) в канале связи возрастает отношение  $K(q)$  на выходе корреляционного приемника, плавно достигая насыщения до асимптотического уровня при каждом значении базы  $B$  сигналов. Асимптотическое ограничение шумовых характеристик  $K(q)$  определяется воздействием внутрисистемных помех (8) при отсутствии внешних помех в канале связи. В этом случае дальнейшее увеличение мощности передаваемых шумовых сигналов не приводит к повышению помехоустойчивости системы. Уровень ограничения характеристик  $K(q)$  повышается с увеличением базы  $B$  несущих шумовых сигналов и зависит от их структуры. Шумовые характеристики  $K(q)$  на рисунке 3 при использовании сигналов с временными окнами располагаются выше характеристик для сигналов с прямоугольным спектром.

Сравнение характеристик на рисунке 3 показывает, что передача данных на основе несущих шумовых сигналов с временными окнами приводит к возрастанию коэффициента помехоустойчивости  $K(q) = \sigma_y^2 / \sigma_E$  в системе по сравнению с передачей данных на основе несущих сигналов с прямоугольным спектром при той же величине отношения сигнал/помеха  $q$ (дБ) в канале. Использование несущих шумовых сигналов с временными окнами для передачи дискретной информации в беспроводном канале позволяет повысить помехоустойчивость шумовой системы радиосвязи. При низкой базе  $B < 100$  отсутствует выигрыш от использования несущих сигналов с временными окнами. Анализ флуктуаций корреляционных оценок с нестационарным трендом в приемнике представляет интерес при расчете вероятностных характеристик в шумовой системе радиосвязи с расширением спектра.

## Заключение

При передаче информации на основе непрерывных шумовых хаотических сигналов возникает проблема корреляционных оценок. Исследование флуктуаций корреляционных характеристик в шумовой системе радиосвязи с расширением спектра выполнено при использовании несущих шумовых сигналов двух видов: с прямоугольным спектром, либо с временным окном. Передача информации относительным методом на основе сверхширокополосных шумовых сигналов с временными окнами позволяет существенно повысить отношение сигнал/помеха на выходе корреляционного приемника при большой базе несущих сигналов, превышающей сто единиц. В этом случае возможно значительное улучшение помехоустойчивости системы радиосвязи при воздействии внешних широкополосных помех в канале связи. Асимптотическое ограничение шумовых характеристик происходит вследствие воздействия внутрисистемных помех в системе передачи информации. Результаты статистического анализа флуктуаций корреляционных оценок могут быть полезны для определения помехоустойчивости шумовых систем беспроводной передачи информации с расширением спектра, предназначенных для применения в персональных локальных WPAN сетях микроволнового и терагерцового диапазонов частот.

**Финансирование:** Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

## Литература

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. – Москва: Радио и связь, 2000. – 519 с.
2. Kennedy M.P., Kolumban G., Kis G., Jako Z. Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2000, Vol. 47. No. 12, pp. 1673-1683. <https://doi.org/10.1109/81.899922>

3. Sobers T.V., Bash B.A., Guha S., Towsley D., Goeckel D. Covert Communication in the Presence of an Uninformed Jammer // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. V.16. №9. P.6193-6206.  
<https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2720736>
4. Назаров Л.Е., Зудилин А.С., Каевицер В.И., Смольянинов И.В. Алгоритмы формирования и приема OFDM-сигналов на основе манипуляции с минимальным сдвигом частоты // Радиотехника и электроника. 2021. Том 66. № 1. С. 62-68. <https://doi.org/10.31857/s003384942101006x>
5. Агейкин Н.А., Грачев В.И., Рябенков В.И., Колесов В.В. Информационные технологии на основе шумоподобных сигналов: I. Дискретные хаотические алгоритмы // РЭНСИТ: Радиотехника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Том 14. № 1. С. 47-64.  
<https://doi.org/10.17725/rensit.2022.14.047>
6. Назаров Л.Е., Кутуза Б.Г., Батанов В.В. Оценивание вероятностных характеристик приема частотно-эффективных сигналов при распространении по радиолинии с туманом // Радиотехника и электроника, 2023, Т. 68, № 6, стр. 608-614. <https://doi.org/10.31857/S0033849423060104>
7. Калинин В.И., Чапурский В.В. Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 10, С. 1025-1035. <https://doi.org/10.7868/S0033849415100046>
8. Анпилогов В.Р., Денисенко В.В., Левитан Б.А., Козлов В.Н., Шитиков А.М., Шишлов А.В. Уменьшение энергопотребления передающей активной фазированной антенной решетки низкоорбитального спутника связи с “прыгающим” лучом // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68. – №8. – С. 733-741. <https://doi.org/10.31857/S0033849423080016>
9. Калинин В.И. Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // Письма в ЖТФ, 2005, т. 31, вып.21, С.58-63.

10. Cuang J., Narayanan R.M. 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. <https://doi.org/10.1007/s11277-011-0295-6>
11. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Петросян М.М. Экспериментальная реализация относительной схемы беспроводной передачи информации на хаотических радиоимпульсах // *Письма в ЖТФ*, 2022, т. 48, вып. 18, с. 10-13, <https://doi.org/10.21883/PJTF.2022.18.53391.19312>
12. Калинин В.И. Передача информации на основе спектральной интерференции сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов // *Письма в ЖТФ*, 2018, т. 44, вып. 24, С. 45-51. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301>
13. Lipski, M. V., Kompella, S., & Narayanan, R. M. Practical Implementation of Adaptive Threshold Energy Detection using Software Defined Radio // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, April 2021, Vol. 57, No. 2, pp.1227-1241. <https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3040059>
14. Калинин В.И. Статистический анализ шумовой системы радиосвязи с двухканальным корреляционным приемником. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2018. № 9. С. 1-18. Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.9.5>
15. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. Вероятностные характеристики цифрового канала передачи информации на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией // *Радиотехника*, 2015, №8, С. 84-94.
16. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. Помехоустойчивость шумовой широкополосной системы связи при передаче двоичных данных на основе спектральной модуляции // *Электромагнитные волны и электронные системы*, 2016, т.21, №3, С. 40-48.
17. Kiyono K., Tsujimoto Y. Nonlinear filtering properties of detrended fluctuation analysis // *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, Elsevier, 2016, vol. 462(C), p. 807-815. <https://doi.org/10.1016/j.physa.2016.06.129>

18. Павлова О.Н., Павлов А.Н. Флуктуационный анализ динамики систем с меняющимися во времени характеристиками // Письма в ЖТФ, 2021, т. 47, вып. 9, С. 52–54. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2021.09.50910.18653>
19. Бендат Дж., Пирсол А. Применения корреляционного и спектрального анализа. – Москва: Мир, 1983. – 312 с.
20. Proakis J.G., Manolakis D. Digital Signal Processing. – Publisher Pearson, 2006. – 1104 p.

**Для цитирования:**

Калинин В.И., Бышевский-Конопко О.А. Флуктуации корреляционных характеристик в шумовой системе радиосвязи. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.6>