

01.5;11

Флуктуационный анализ при передаче информации на основе спектральной интерференции шумовых хаотических сигналов

© В.И. Калинин, О.А. Бышевский-Конопко

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Фрязино, Московская обл., Россия
E-mail: val.kalinin@mail.ru

Поступило в Редакцию 18 мая 2023 г.
В окончательной редакции 27 мая 2024 г.
Принято к публикации 27 мая 2024 г.

Выполнен флуктуационный анализ корреляционных оценок при передаче информации относительным методом на основе шумовых хаотических сигналов со спектральной модуляцией. Обнаружено асимптотическое ограничение корреляционного эффекта вследствие внутрисистемных помех. Показана возможность уменьшения флуктуаций корреляционных оценок и повышения помехоустойчивости при передаче информации на основе сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов с временными окнами.

Ключевые слова: передача информации, корреляционная оценка, флуктуационный анализ.

DOI: 10.61011/PJTF.2024.18.58624.19631

Повышение помехозащищенности при передаче информации в беспроводных каналах, подверженных воздействию помех и многолучевому распространению, производится на основе методов расширения спектра (Spread Spectrum) [1], пространственно-временной обработки сигналов [2] и помехоустойчивого кодирования [3]. Передача информации относительным методом (Transmitted Reference) при использовании сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов отличается информационной безопасностью и скрытностью излучений в каналах [4–7]. Случайные изменения энергии несущих шумовых сигналов в потоке информации вызывают флуктуации корреляционного эффекта с трендом синхронно темпу передачи [5,6]. Для устранения трендов при анализе случайных и хаотических процессов используют алгоритмы DFA (Detrended Fluctuation Analysis) [8,9]. В настоящей работе предложен новый подход к уменьшению корреляционных флуктуаций и устранению трендов в шумовой системе на основе некогерентной интерференции задержанных шумовых сигналов в процессе внесения информации с последующей автокорреляционной обработкой сверхширокополосных некогерентных сигналов.

Передача дискретной информации производится относительным методом на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией [5,6]. От источника в передатчике шумовые хаотические сигналы с равномерным спектром поступают на вход полосно-пропускающего фильтра в диапазоне $\Delta f = 1000$ MHz со средней частотой $f_0 = 3600$ MHz. С выхода полосового фильтра шумовой сигнал $y(t)$ разделяется на информационный и опорный каналы. В информационном канале производится задержка несущего сигнала $y(t)$ на время $T = 6$ ns, превышающее время когерентности $\tau_c \approx 1/\Delta f = 1$ ns. Задержанный сигнал умножается на

противоположные значения $b_l = \pm 1$ информационных битов, 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:

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

Интерференция некогерентных сигналов (1) выполняется при условии

$$T \gg \tau_c, \quad T\Delta f \gg 1. \quad (2)$$

Спектр мощности суммарного сигнала $z_l(t)$ модулирован периодической функцией в виде

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

Здесь $\hat{S}_z(f, b_l)$ и $\hat{S}_y(f)$ являются случайными оценками спектров для суммарного $z_l(t)$ и опорного $y(t)$ шумовых сигналов. В полосе частот Δf шумового сигнала помещается много периодов $F_m = 1/T$ спектральной модуляции. Тонкая интерференционная картина в спектре (3) показана на рис. 1, а, б для суммарного шумового сигнала (1), поступающего в линию связи.

Из сравнения спектров, приведенных на рис. 1, а, б, следует, что спектральная модуляция смещается на половину периода $F_m/2 = 1/2T = 83.33$ 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 Δf суммарного сигнала (1).

Произведение $B = \Delta f T_b$ определяет базу передаваемых сигналов, от величины которой зависит интенсивность флуктуаций корреляционных оценок. Мощность передаваемого сигнала $z_l(t)$ можно положить равной

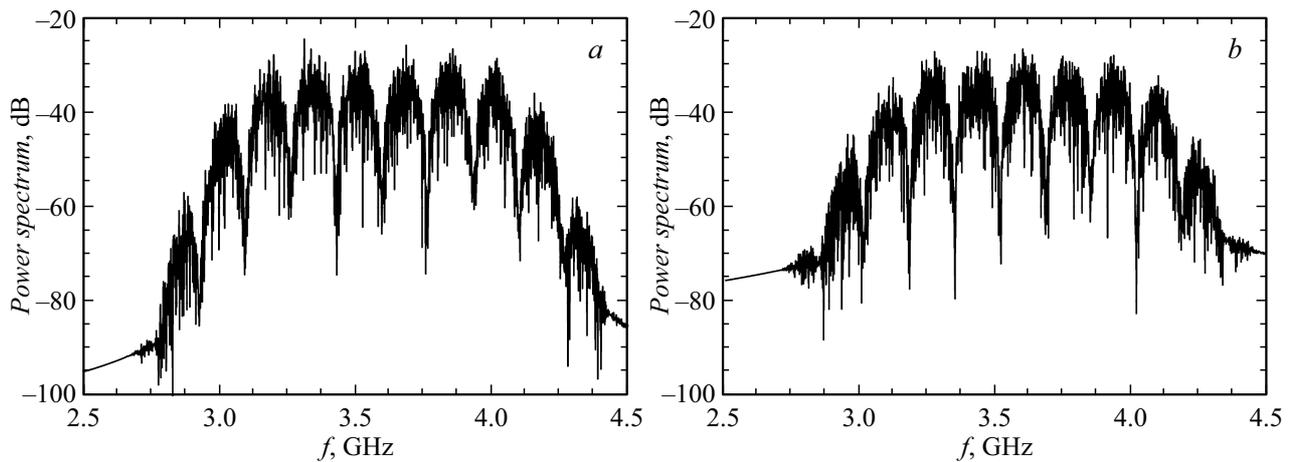


Рис. 1. Смещение интерференционной картины в спектре при передаче положительного $b_l = +1$ (a) и отрицательного $b_l = -1$ (b) двоичных символов.

$\sigma_z^2 \approx 2\sigma_y^2$ при условии (2) интерференции некогерентных шумовых сигналов [5,6].

Суммарный сигнал $z_l(t)$ поступает в канал связи с аддитивным гауссовым белым шумом $n(t)$ и следует на вход приемника в виде

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

Мы рассматриваем помеху $n(t)$ со средней мощностью σ_n^2 в широкой полосе частот Δf_n . При выполнении условия (2) отношение сигнал/помеха на входе приемника можно положить 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 $b_l y(t - T)$.

Корреляционная оценка $\hat{E}(b_l)$ на выходе интегратора в приемнике определяется как

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

Здесь $t_l = (l - 1)T_b$ — начальный момент времени при поступлении b_l бита с номером l . Статистическая оценка (5) для поступившего сигнала (4) вычисляется в виде

$$\begin{aligned} \hat{E}(b_l, T) = & b_l(\hat{k}_y(0) + \hat{k}_y(2T)) + 2\hat{k}_y(T) + \hat{k}_n(T) \\ & + b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T). \end{aligned} \quad (6)$$

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 $b_l \hat{k}_y(0) = b_l \hat{\sigma}_y^2$ в формуле (6). Истинное значение корреляционного эффекта определяется математическим ожиданием оценки

$E(b_l) = b_l M\{\hat{k}_y(0)\} = b_l \sigma_y^2$, которое зависит от средней мощности σ_y^2 несущего шумового сигнала $y(t)$ со сменой знака синхронно последовательности битов b_l . Собственные помехи определяются суммой оценок (6) в виде

$$\hat{\Psi}_y(b_l, T) = b_l[\hat{k}_y(0) - \sigma_y^2] + b_l \hat{k}_y(2T) + 2\hat{k}_y(T). \quad (7)$$

Внутрисистемные помехи (7) определяются относительными флуктуациями мощности $b_l(\hat{\sigma}_y^2(b_l) - \sigma_y^2)$ несущего шумового сигнала в сумме с флуктуациями оценок $b_l \hat{k}_y(2T)$ и $2\hat{k}_y(T)$. Внутрисистемные помехи (7) с ненулевым средним значением приводят к случайному изменению и нестационарному смещению корреляционного эффекта (6). Внутрисистемные помехи (7) оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса связи.

Флуктуации случайных оценок (6) приводят к ошибкам при восстановлении передаваемой информации в приемнике [5,6]. 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 битов b_l .

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

$$\begin{aligned} M\{\hat{E}(b_l)\} = & \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} M\{r_l(t) r_l(t - T)\} dt \\ = & b_l \sigma_y^2 + b_l k_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T). \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь первое слагаемое $b_l \sigma_y^2$ определяет истинное значение $E(b_l)$ корреляционного эффекта. Остальные слагаемые в (8) характеризуют фиксированное смещение

оценки (6) относительно истинного значения $E(b_l)$. Соотношение (8) справедливо при условии статистической независимости между несущим сигналом $y(t)$ и внешней помехой $n(t)$. Тогда 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 (8) за вычетом истинного значения $E(b_l) = b_l\sigma_y^2$ в виде

$$\Delta E(b_l) = M\{\hat{E}(b_l)\} - b_l\sigma_y^2 = b_lk_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T). \quad (9)$$

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 $T \gg \tau_c$ (2) для несущего шумового сигнала $y(t)$ и подобного условия $T \gg \tau_n$ для внешней помехи $n(t)$ можно пренебречь малым нестационарным смещением (9) при оценке корреляционного эффекта (6).

Численное моделирование шумовой системы с различной скоростью $C = 1/T_b$ передачи информации выполнено при использовании сверхширокополосных несущих шумовых сигналов двух видов: с прямоугольным спектром и с временным окном в виде четырехзвенной функции Blackman-Harris [1]. Внешняя помеха согласована с несущими сигналами в полосе частот $\Delta f = 1000$ МГц. 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 $d = 0.035$ ns, меньшем времени когерентности $\tau_c = 1$ ns. Корреляционная оценка $\hat{E}(b_l)$ вычисляется подобно интегралу (5) в виде суммы усреднением по дискретным отсчетам $r_l(k)$ на длине каждого бита b_l .

Среднее отклонение σ_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

$$\sigma_E = \left[\frac{1}{N} \sum_{l=1}^N [\hat{E}(b_l) - b_l\sigma_y^2]^2 \right]^{1/2}. \quad (10)$$

Количество равновероятных по знаку $b_l = \pm 1$ битов составляет $N = 10^6$. Отношение абсолютного истинного значения оценок в виде модуля $|E(b_l)| = \sigma_y^2$ к среднему отклонению σ_E определяет помехоустойчивость $K(q) = \sigma_y^2/\sigma_E$ системы связи [1,4]. На рис. 2 построено пять семейств шумовых характеристик $K(q)$ в зависимости от отношения сигнал/помеха q в канале связи при различной базе $B = \Delta f T_b = 50, 100, 200, 500, 1000$.

Повышение базы несущих сигналов от $B = 50$ до 1000 приводит к возрастанию коэффициента помехоустойчивости $K(q)$ для системы. По мере увеличения отношения q [dB] в канале связи возрастает отношение $K(q)$ на выходе приемника, плавно достигая насыщения до асимптотического уровня для каждой базы B сигналов. Ограничение шумовых характеристик $K(q)$ определяется воздействием внутрисистемных помех (7)

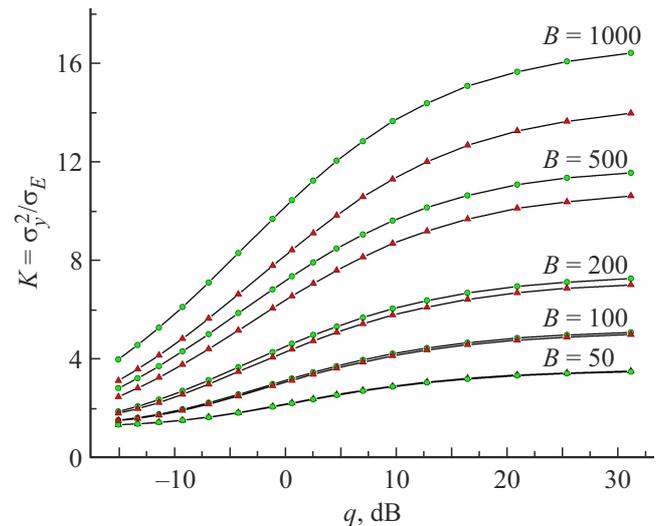


Рис. 2. Шумовые характеристики $K(q)$ при различной базе $B = \Delta f T_b$ для несущих сигналов с прямоугольным спектром (кривые, обозначенные треугольниками) и с временным окном (кривые, обозначенные кружками).

при отсутствии внешних помех в канале. Сравнение характеристик на рис. 2 показывает, что использование несущих шумовых сигналов с временными окнами приводит к возрастанию отношения $K(q) = \sigma_y^2/\sigma_E$ на выходе приемника, что свидетельствует о повышении помехоустойчивости системы связи. При низкой базе $B < 100$ отсутствует выигрыш от использования сигналов с временными окнами. Флуктуационный анализ нестационарных корреляционных характеристик представляет интерес для повышения помехоустойчивости беспроводных систем передачи информации с расширением спектра на основе шумовых хаотических сигналов.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] К. Феер, *Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра*, пер. с англ. (Радио и связь, М., 2000). [K. Feher, *Wireless digital communications: modulation and spread spectrum applications* (Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 1995).
- [2] В.Р. Анпилогов, В.В. Денисенко, Б.А. Левитан, В.Н. Козлов, А.М. Шитиков, А.В. Шишлов, *Радиотехника и электроника*, **68** (8), 733 (2023). DOI: 10.31857/S0033849423080016 [V.R. Anpilogov, V.V. Denisenko, B.A. Levitan, V.N. Kozlov, A.M. Shitikov, A.V. Shishlov, *J. Commun. Technol. Electron.*, **68** (8), 819 (2023). DOI: 10.1134/S1064226923080016].

- [3] Л.Е. Назаров, А.С. Зудилин, В.И. Каевитсер, И.В. Смольянинов, *Радиотехника и электроника*, **66**(1), 62 (2021). DOI: 10.31857/s003384942101006X [L.E. Nazarov, A.S. Zudilin, V.I. Kaevitser, I.V. Smolyaninov, *J. Commun. Technol. Electron.*, **66**(1), 56 (2021). DOI: 10.1134/S106422692101006X].
- [4] M.R. Bloch, *IEEE Trans. Inform. Theory*, **62**(5), 2334 (2016). DOI: 10.1109/TIT.2016.2530089
- [5] В.И. Калинин, В.В. Чапурский, *Радиотехника и электроника*, **60**(10), 1025 (2015). DOI: 10.7868/S0033849415100046 [V.I. Kalinin, V.V. Chapurskii, *J. Commun. Technol. Electron.*, **60**(10), 1072 (2015). DOI: 10.1134/S1064226915100046].
- [6] В.И. Калинин, *Письма в ЖТФ*, **44**(24), 45 (2018). DOI: 10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301 [V.I. Kalinin, *Tech. Phys. Lett.*, **44**(12), 1139 (2018). DOI: 10.1134/S1063785018120465].
- [7] А.С. Дмитриев, Т.И. Мохсени, М.М. Петросян, *Письма в ЖТФ*, **48**(18), 10 (2022). DOI: 10.21883/PJTF.2022.18.53391.19312 [A.S. Dmitriev, T.I. Mokhseni, M.M. Petrosyan, *Tech. Phys. Lett.*, **48**(9), 48 (2022). DOI: 10.21883/TPL.2022.09.55082.19312].
- [8] K. Kiyono, Y. Tsujimoto, *Physica A*, **462**, 807 (2016). DOI: 10.1016/j.physa.2016.06.129.
- [9] О.Н. Павлова, А.Н. Павлов, *Письма в ЖТФ*, **47**(9), 52 (2021). DOI: 10.21883/PJTF.2021.09.50910.18653 [O.N. Pavlova, A.N. Pavlov, *Tech. Phys. Lett.*, **47**, 463 (2021). DOI: 10.1134/S1063785021050126].