

01;11

Передача информации на основе спектральной интерференции сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов

© В.И. Калинин

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

Поступило в Редакцию 19 марта 2018 г.

Предложен способ передачи информации с расширением спектра на основе спектральной интерференции между опорным шумом и информационным шумовым сигналом с задержкой на различное время согласно потоку двоичных битов. Обнаружено возникновение внутрисистемных помех со смещением оценки автокорреляционного эффекта на выходе двухканального корреляционного приемника. Показана возможность помехоустойчивой передачи информации при спектральной модуляции в результате суперпозиции полностью некогерентных сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов.

DOI: 10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301

Шумовые и хаотические системы передачи информации характеризуются информационной безопасностью и скрытностью излучений в беспроводных каналах [1–5]. При передаче сообщений на основе хаотических шумовых сигналов, энергия которых изменяется случайным образом в потоке информационных битов, возникает проблема статистических и корреляционных оценок [2,6–8]. В работах [6,7] по моделированию CSK (chaos shift keying)-систем передачи информации с использованием некоррелированных хаотических отсчетов не учитывается влияние интерференции между хаотическими сигналами на потенциальные характеристики систем. В настоящей работе предложен способ передачи дискретной информации с расширением спектра на основе спектральной интерференции и автокорреляционной двухканальной обработки сверхширокополосных шумовых сигналов. Статистичес-

кий анализ корреляционных оценок в шумовой системе проводится с целью повышения помехоустойчивости при передаче информации в канале с аддитивной гауссовой помехой.

Внесение дискретной информации в несущие шумовые сигналы производится в результате суперпозиции между задержанным информационным сигналом и опорным шумом в передатчике. Источником сверхширокополосных непрерывных шумовых сигналов является транзисторный генератор с хаотической динамикой [5]. Для расширения полосы частот и выравнивания спектра хаотических сигналов осуществляется внешнее шумовое воздействие на транзисторный переход эмиттер–база от низкочастотного источника флуктуационного шума. С помощью многозвенного полосно-пропускающего фильтра на выходе генератора формируются непрерывные шумовые колебания в диапазоне частот 3100–4100 МГц. Сформированный шумовой сигнал $\xi(t)$ полагаем стационарным процессом с равномерным спектром в полосе $\Delta f = 1000$ МГц на средней частоте $f_0 = 3550$ МГц и с корреляционной функцией вида $k_\xi(\tau) = \sigma_\xi^2 R_\xi(\tau)$, где σ_ξ^2 — дисперсия, $R_\xi(\tau)$ — коэффициент корреляции.

При внесении дискретной информации имеются две ветви интерференции с различными задержками $T_1 \neq T_0$, значения которых отвечают в суммарном выходном сигнале $s(t)$ передаче различных битов. В линейном сумматоре передатчика производится суперпозиция опорного шумового сигнала $\xi(t)$ с одним из информационных сигналов $\bar{b}_l \xi(t - T_0)$ или $b_l \xi(t - T_1)$, задержанных на время T_0 либо T_1 согласно потоку $b_l = 0, 1$ двоичных битов:

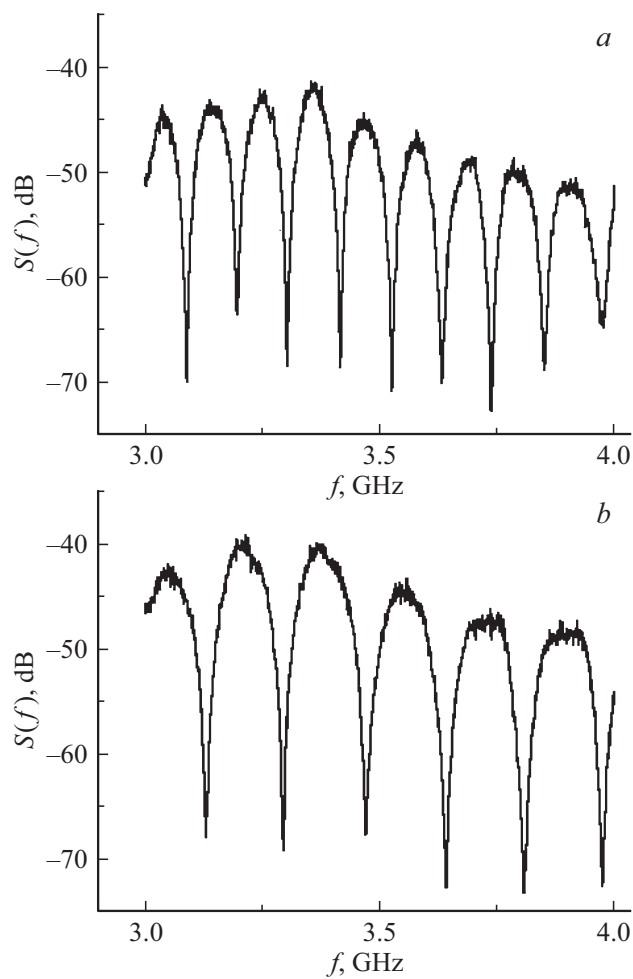
$$s(t) = \xi(t) + b_l \xi(t - T_1) + \bar{b}_l \xi(t - T_0) = \xi(t) + \xi(t - T_{01}). \quad (1)$$

В формуле (1) учтена возможность изменения задержки T_{01} в зависимости от значения бита $b_l = 0, 1$ или его сопряженного значения $\bar{b}_l = 1, 0$.

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $s(t)$ представляет собой спектральную интерферограмму [8] вида

$$S(f) = 2S_\xi(f) [1 + b_l \cos(2\pi f T_{01})]. \quad (2)$$

На рисунке (части *a* и *b*) представлены спектры мощности (2) суммарных шумовых сигналов, измеренные в эксперименте панорамным анализатором спектра НР 8566А с разрешением по высокой



Спектрограммы со спектральной модуляцией при передаче битов „1“ (a) и „0“ (b).

частоте 1 MHz и временем усреднения, равным длительности $T_b = 20 \mu\text{s}$ одного бита. Время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ шумового сигнала с полосой $\Delta f = 1000 \text{ MHz}$ составляет порядка $\tau_c = 1 \text{ ns}$. При передаче

единичного бита $b_l = 1$ задержка сигнала равна $T_1 = 9$ ns. При передаче нулевого бита $b_l = 0$ задержка сигнала составляет $T_0 = 6$ ns.

При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов [8,9], когда их относительная задержка T_{01} значительно превышает время когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ и выполняется условие

$$T_{01} \gg \tau_c \text{ или } \Delta f T_{01} \gg 1, \quad (3)$$

спектральная плотность мощности шума (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с масштабом периодичности $F_m = 1/T_{01}$. При выполнении условия (3) в результате суперпозиции сверхширокополосных шумовых сигналов наблюдается много интерференционных полос в спектре (2) со сдвигом по частоте на величину F_m . Неравномерная глубина спектральной модуляции на рисунке, a, b происходит вследствие фазово-частотных искажений сверхширокополосных шумовых сигналов (1) в канале передачи.

Изменение дисперсии или средней мощности суммарного сигнала (1) в канале связи при передаче двоичных битов $b_l = (0, 1)$ определяется выражением

$$\sigma_s^2(T_{01}) = 2\sigma_\xi^2 [1 + R_\xi(T_{01})]. \quad (4)$$

При суперпозиции полностью некогерентных между собой шумовых сигналов (1), когда выполнено условие $T_{01} \gg \tau_c$, можно пренебречь в формуле (4) малым коэффициентом корреляции со сдвигом T_{01} . В этом случае дисперсия (4) для суммарного сигнала $s(t)$ сохраняется постоянной в потоке битов и определяется удвоенной дисперсией $\sigma_s^2 = 2\sigma_\xi^2$ для исходного шума $\xi(t)$. При интерференции частично когерентных шумовых сигналов, когда задержка сравнима со временем когерентности $T_{01} \approx \tau_c$, относительное изменение средней мощности (4) в потоке двоичных битов составит

$$d(0, 1) = [\sigma_s^2(T_0) - \sigma_s^2(T_1)] / (2\sigma_\xi^2) = R_\xi(T_0) - R_\xi(T_1). \quad (5)$$

Вариации (5) средней мощности шумового сигнала (1) при распространении в канале связи происходят в такт следования двоичных символов и по этой причине могут привести к снижению информационной безопасности передаваемых сообщений [1,8,9]. Вариации мощности (5) уменьшаются, если возрастают задержки T_0 и T_1 по

сравнению с интервалом когерентности τ_c . Увеличение задержек T_0 и T_1 для информационного шумового сигнала сопровождается уменьшением энергии этого сигнала в течение длительности T_b бита, что вызывает повышение вероятности битовой ошибки и приводит к снижению помехоустойчивости и скорости $C = 1/T_b$ передачи информации [8]. Повышение информационной безопасности и сохранение потенциальных характеристик системы связи осуществляются при использовании сверхширокополосных несущих шумовых сигналов с малым временем когерентности $\tau_c \approx 1/\Delta f$, когда выполняется требование $\tau_c \ll T_{01} \ll T_b$.

Суммарный шумовой сигнал (1) со спектральной модуляцией (2) следует в беспроводную линию передачи с аддитивной гауссовой помехой $n(t)$. На вход приемника поступает смесь шумовых сигналов

$$r(t) = \xi(t) + \xi(t - T_{01}) + n(t). \quad (6)$$

Приемник содержит два параллельных канала корреляционной обработки, в которых постоянные задержки отвечают информационным задержкам T_1 и T_0 при внесении информации в передатчике. Оценки корреляционных эффектов \hat{z}_1 и \hat{z}_0 на выходе интеграторов в двух каналах обработки с постоянными задержками T_1 и T_0 определяются соответственно в виде корреляционных интегралов

$$\hat{z}_1(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_1)dt, \quad \hat{z}_0(b_l) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l+T_b} r(t)r(t+T_0)dt. \quad (7)$$

Здесь $t_l = t_0 + (l - 1)T_b$ является начальным моментом времени для l -бита. Величины $\hat{z}_1(b_l)$ и $\hat{z}_0(b_l)$ — случайные корреляционные оценки, усредненные за конечное время T_b при передаче l -бита. В приемнике производится вычитание корреляционных оценок $\hat{z}_1(b_l)$ и $\hat{z}_0(b_l)$, полученных в двух каналах корреляционной обработки с задержками T_1 и T_0 . После вычитания результирующий эффект при поступлении единичного бита $b_l = 1$ определяется в виде разности корреляционных оценок

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(1) - \hat{z}_0(1) = & \hat{k}_\xi(0) - \hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) + \hat{k}_\xi(2T_1) \\ & - \hat{k}_\xi(T_1 + T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0). \end{aligned} \quad (8)$$

Первое слагаемое $\hat{k}_\xi(0)$ в правой части формулы (8) является статистической оценкой:

$$U(b_l = 1) = \hat{k}_\xi(0) = \sigma_\xi^2 \hat{R}_\xi(0) = \hat{\sigma}_\xi^2. \quad (9)$$

Положительная оценка (9) для дисперсии шума $\xi(t)$ имеет место при поступлении на вход приемника единичного символа $b_l = 1$ в потоке передаваемых двоичных битов.

При поступлении нулевого бита $b_l = 0$ результирующий эффект вычисляется с учетом (7) в виде разности корреляционных оценок

$$\begin{aligned} \hat{z}_1(0) - \hat{z}_0(0) = & -\hat{k}_\xi(0) + \hat{k}_\xi(T_1 - T_0) + 2\hat{k}_\xi(T_1) - 2\hat{k}_\xi(T_0) \\ & - \hat{k}_\xi(2T_0) + \hat{k}_\xi(T_1 + T_0) + \hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0). \end{aligned} \quad (10)$$

Полезный эффект при поступлении нулевого бита $b_l = 0$ характеризуется первым слагаемым в формуле (10) и равен по величине отрицательной оценке дисперсии:

$$U(b_l = 0) = -\hat{k}_\xi(0) = -\sigma_\xi^2 \hat{R}(0) = -\hat{\sigma}_\xi^2. \quad (11)$$

Восстановление передаваемой информации в приемнике осуществляется в результате двухканальной корреляционной обработки с операцией вычитания и заключается в определении знака для разности корреляционных оценок (8) и (10) в соответствии со знаком их первых составляющих (9) и (11). Статистические оценки (9) и (11) претерпевают ненулевое смещение под влиянием других составляющих корреляционных оценок (8) и (10).

Влияние внешних помех на процесс демодуляции характеризуется разностью корреляционных оценок $\hat{k}_n(T_1) - \hat{k}_n(T_0)$ в правых частях (8) и (10).

Внутрисистемные помехи появляются в результирующем эффекте (8), (10) в виде ряда корреляционных оценок для шума $\xi(t)$ с различными аргументами: $(T_1 - T_0)$, T_1 , T_0 , $2T_1$, $2T_0$, $(T_1 + T_0)$. Среднее значение для внутрисистемных помех в общем случае отличается от нуля, что приводит к смещению для информационных эффектов (9) и (11) 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, когда аргументы корреляционных оценок для внутрисистемных помех в выражениях (8), (10) значительно превышают время когерентности. Для уменьшения влияния внутрисистемных помех условие (3) некогерентной интерференции шумовых сигналов следует дополнить новым требованием

$$|T_1 - T_0| \gg \tau_c \text{ или } \Delta f |T_1 - T_0| \gg 1, \quad (12)$$

которое налагает запрет на использование близких информационных задержек T_1 и T_0 при внесении дискретной информации в передатчике.

Выполнение условий некогерентной интерференции (3) и запрета на использование близких информационных задержек (12) необходимо для подавления внутрисистемных помех и устойчивого функционирования системы передачи дискретной информации на основе сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов со спектральной модуляцией. Соблюдение условий некогерентной интерференции (3) позволит устранить вредные вариации мощности передаваемых сигналов в беспроводном канале связи и тем самым повысить информационную безопасность и скрытность шумовой системы с расширением спектра.

Список литературы

- [1] *Goeckel D., Bash B., Guha S., Towsley D.* // IEEE Commun. Lett. 2016. V. 20. N 2. P. 236–239.
- [2] *Bloch M.R.* // IEEE Trans. Inf. Theor. 2016. V. 62. N 5. P. 2334–2354.
- [3] *Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И.* // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 4. С. 354–363.
- [4] *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И.* Мир физики и техники. Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012. 436 с.
- [5] *Короновский А.А., Москаленко О.И., Храмов А.Е.* // ЖТФ. 2010. Т. 80. В. 4. С. 1–8.
- [6] *Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O.* // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2000. V. 47. N 12. P. 1673–1683.
- [7] *Ichenko M.E., Kalinin V.I., Narytnik T.N., Didkovski R.M.* // Telecommun. Radio Eng. 2014. V. 73. N 11. P. 955–976.
- [8] *Калинин В.И., Чапурский В.В.* // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 10. С. 1025–1035.
- [9] *Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А.* // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. № 3. С. 40–48.