

Относительная сверхширокополосная передача двоичной информации на основе хаотических радиопульсов

А.С. Дмитриев¹, Т.И. Мохсени¹, К.М. Сьерра-Теран²

¹ *Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН*

² *Московский Физико-Технический Институт (государственный университет)*
mokhseni@gmail.com

Предлагается и исследуется схема относительной передачи данных, использующая в качестве носителя информации хаотические импульсы. В схеме используются элементы задержки малой длительности, что упрощает практическую реализацию схемы в микроволновом диапазоне частот по сравнению с известными аналогами. Проводится компьютерное моделирование процесса передачи.

A differential data transmission scheme is proposed and researched by using chaotic radio-impulses as information carriers. The scheme uses delay elements of short duration, which simplifies its practical implementation in the microwave spectrum in comparison with known similar schemes. A computer simulation of the transmission process is carried out.

Введение

Работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной передачи информации, ведутся как минимум с начала 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к системам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [1-4], в динамическом хаосе исследователей привлекло такое явление как хаотическая синхронизация [5]. Именно на него возлагались большие надежды при разработке первых схем связи с использованием хаотических сигналов [6-12]. Однако довольно быстро выяснилось, что предложенные схемы значительно более чувствительны к шумам, искажениям в канале, чем традиционные схемы передачи, использующие регулярные сигналы [13]. Поэтому были предприняты попытки использования динамического хаоса для передачи информации без использования явления хаотической синхронизации. В первую очередь они были связаны с использованием относительных способов передачи. К тому времени эти методы были хорошо известны, в том числе для шумовых и шумоподобных сигналов (см., например, [3,4]). Однако хаотические сигналы «вдохнули» в них новую жизнь. Наиболее популярной стала схема относительной хаотической манипуляции (DCSK - Differential Chaotic Shift Keying), предложенная в работах [14,15]. В DCSK при передаче каждый двоичный информационный символ с длительностью T_B представляется в виде двух фрагментов хаотического сигнала с продолжительностью $T_B/2$ каждый, при этом второй фрагмент хаотического сигнала является либо копией первого, либо его инвертированной копией. Первый фрагмент выступает в качестве опорного, второй фрагмент несет информацию. Последовательность таких пар хаотических фрагментов передается в канал связи. В приемнике двоичный информационный символ для каждой пары переданных фрагментов хаотического сигнала определяется путем сравнения результата корреляции второго фрагмента хаотического сигнала из пары и первого фрагмента с нулевым порогом. Результат корреляции больше нуля (первый и второй фрагменты хаотического сигнала в паре совпадают), соответствует передаче «1», результат корреляции меньше нуля (второй фрагмент хаотического сигнала в паре инвертирован по отношению к первому) соответствует передаче «0». Чтобы получить идентичные фрагменты хаотического сигнала, служащие в качестве опорного и несущего

информацию при передаче, используется задержка сигнала равная половине времени продолжительности бита. При физической реализации схемы связи, использующей метод модуляции DCSK, блоки модуляции и демодуляции, отвечающие за задержку сигнала, будут иметь тракт с эквивалентной длиной $CT_B/2$, где C – скорость света. Соответственно, при длительности задержки порядка микросекунды, необходимая длина тракта для задержки сигнала будет составлять около 300 м. Такие требования значительно усложняют реализацию компактных систем связи, использующих DCSK и аналоговые хаотические сигналы. Потенциальным решением проблемы больших задержек является переход к цифровым методам формирования фрагментов хаотического сигнала. Однако в этом случае вступают в силу серьезные ограничения по возможной максимальной скорости передачи.

Еще две схемы с относительной передачей: схема манипуляции с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying - CDSK) и схема симметричной хаотической манипуляции (Symmetric Chaos Shift Keying - SCSK) были предложены и проанализированы в работе [16]. Но, как показали авторы, характеристики этих схем характеристики оказались на 2-3 дБ хуже в каналах с белым шумом, чем у схемы DCSK и особого интереса к ним в дальнейшем не наблюдалось. Таким образом, к началу 2000 годов появились схемы применения хаотических сигналов для систем беспроводных коммуникаций на основе относительных методов, которые по своим статистическим характеристикам были близки к классическим узкополосным системам связи. Однако даже у лучшей из них были проблемы с практической реализацией. Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций были уже в значительной степени готовы к появлению практически реализуемых схем [17].

Такая схема была предложена в 2000 году [18-20]. Это была прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В последующие годы она успешно развивалась: на ее основе удалось создать малогабаритные сверхширокополосные приемопередатчики и сети на их основе. Она также была принята в качестве опционального решения в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса. Кроме того, она играет важную роль в развитии сверхширокополосных средств беспроводной связи [21-25] и в сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетях различного назначения.

Вместе с тем современные требования к беспроводным средствам коммуникаций бросают новые вызовы. В первую очередь это относится к массивному применению беспроводных, малопотребляющих, достаточно высокоскоростных средств связи для Интернета вещей, Интернета вещей для робототехники и других массивных применений. Эти задачи стимулируют интерес к расширению возможностей использования хаотических сигналов в области беспроводной передачи данных.

В данной работе предлагается и анализируется прямохаотическая схема относительной передачи, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, в которой отсутствует проблема создания задержек большой длительности.

Схема относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов

В исходной прямохаотической схеме связи [18-20] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

В предлагаемой ниже схеме для передачи информации также использован поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом используется другая (относительная) модуляция импульсов информационными сигналами.

Перед тем, как перейти к описанию схемы передачи, отметим, что в реальных прямохаотических средствах связи используются хаотические радиоимпульсы с большой базой $B = 2\Delta F\Delta T$ или коэффициентом процессинга $K = \Delta F\Delta T$, где ΔF – полоса несущего информацию сигнала, а ΔT – его длительность. Обычно база имеет величину 100 и более. Это означает, что время автокорреляции хаотических радиоимпульсов мало и составляет незначительную часть от их длительности. Если, например, использовать сверхширокополосные хаотические сигналы в микроволновом диапазоне частот, то при полосе несущего сигнала 2 ГГц (рис. 1), время его автокорреляции составляет единицы наносекунд (рис. 2). Сдвинутый на такой или больший интервал времени хаотический сигнал будет практически ортогонален исходному сигналу. Задержки с подобными временами запаздывания легко и компактно реализуются, например, с помощью тонких микроволновых кабелей с длиной в несколько десятков сантиметров.

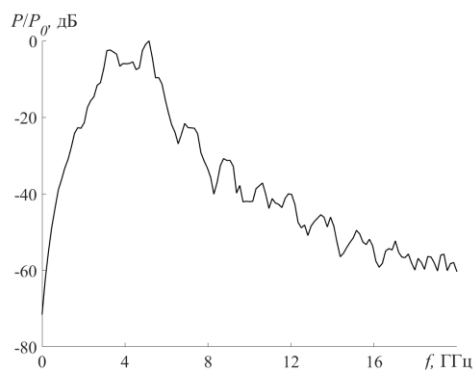


Рис. 1. Спектр хаотического сигнала источника.

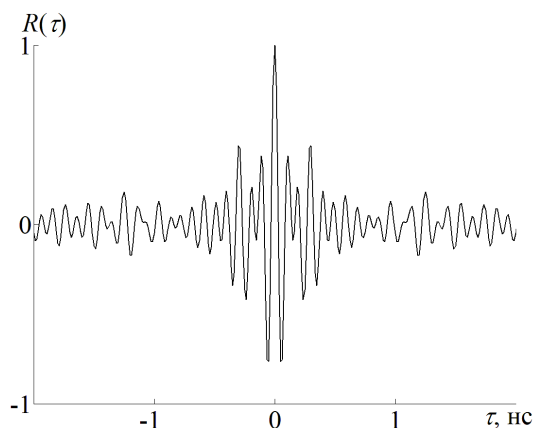


Рис. 2. Автокорреляционная функция хаотического сигнала источника.

Структура предлагаемой системы передачи показана на рис. 3, 4. Передатчик системы (рис. 3) состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным сигналом, задержки на время τ , превышающее время автокорреляции сигнала (З), сумматора (С) и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью $T_{И}$, промежутки между импульсами - защитные интервалы имеют длительность T_3 . Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита T_B . Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале он модулируется информационным сигналом путем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживается на время τ . Умножение на $+1$ соответствует передаче «1», умножение на -1 - передаче «0». После этого сигналы суммируются, суммарный сигнал усиливается, поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна $T_{ИЗ} = T_{И} + \tau$.

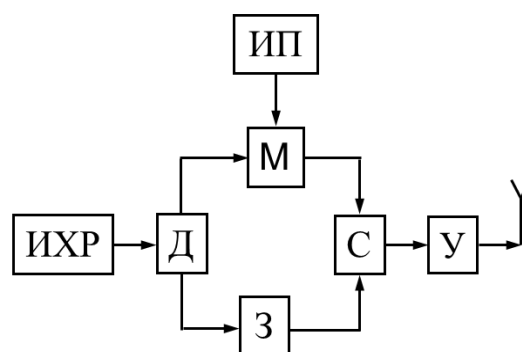


Рис. 3. Блок-схема передатчика: ИХР – источник хаотических радиоимпульсов, Д – делитель, М – модулятор, ИП – информационный поток, З – задержка, С – сумматор.

Приемник системы (рис. 4) состоит из антенны (А), малошумящего усилителя (МШУ), делителя (Д), задержки (З) на время τ , перемножителя (П), интегратора (И) и порогового устройства (ПУ). Принятый антенной сигнал усиливается до нужного уровня в МШУ, делится пополам и попадает в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производится, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживается на время τ после чего также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель равна $T_{И}$. Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени $T_{И}$. Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0».

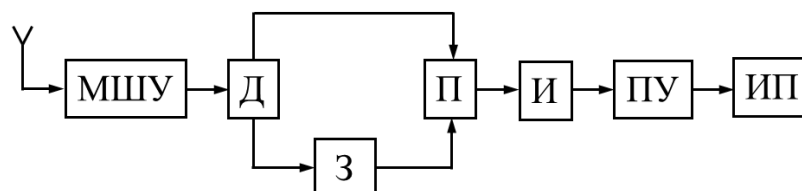


Рис. 4. Блок-схема приемника: МШУ – малошумящий усилитель, Д – делитель, З – задержка, П – перемножитель, ПУ – пороговое устройство, ИП – информационный поток.

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (мы должны индексировать их, поскольку, в силу

хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k \cdot S_k(t) + S_k(t - \tau))/2. \quad (1)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (2)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4 \quad (3)$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала (2) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (2), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$. Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

Математическая модель

На основе предложенной схемы, была построена математическая модель схемы относительной передачи информации на основе хаотических импульсов. Поскольку речь идет об исследовании возможности передачи данных по радиоканалу, подходящий для этого хаотический сигнал должен иметь полосовую форму спектра. В модели в качестве источника хаотических колебаний использовался генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы [26-29]. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой $F(y) = My \exp(-y^2)$, фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка, фильтр нижних частот второго порядка и полосовой фильтр (ПФ). Уравнения системы имеют вид:

$$\begin{aligned} T_1 \ddot{y}_1(t) + y_1(t) &= F(y_3) D(t) \\ \ddot{y}_2(t) + \beta_2 \dot{y}_2(t) + \omega_2^2 y_2(t) &= \omega_2^2 y_1(t) \\ \ddot{y}_3(t) + \beta_3 \dot{y}_3(t) + \omega_3^2 y_3(t) &= \omega_3^2 \dot{y}_2(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ первого порядка;

β_k и ω_k ($k = 2, 3$) – коэффициенты диссипации и резонансные частоты фильтров.

Спектр мощности и автокорреляционная функция для типичного режима работы автогенератора, используемого в дальнейшем при моделировании работы схемы передачи показаны на рис. 1 и 2.

Заметим, что для того, чтобы генератор хаоса формировал вместо непрерывного хаотического сигнала поток хаотических импульсов, при компьютерном моделировании в правую часть первого уравнения системы (4) введен меняющийся во времени коэффициент $D(t)$:

$$D(t) = (\text{sign}(\sin(2\pi t/T_B)) + 1)/2 \quad (5)$$

Система (4) формирует поток хаотических импульсов с длительностью импульсов $T_H = T_B/2$ и скважностью 3. Сигнал на выходе передатчика описывается уравнением:

$$y_4(t) = (\alpha(t) y_3(t) + y_3(t - \tau))/2. \quad (6)$$

Функция $\alpha(t)$ в уравнении (6) представляет собой входной информационный сигнал и принимает на битовом интервале значение -1 или 1: $\alpha(t) = \{-1, 1\}$ в зависимости от

передаваемого в момент времени t информационного символа «1» или «0». После этого сигналы суммируются. Выходной сигнал поступает в канал связи, и, затем, в приемник.

В приемнике производится перемножение поступившего сигнала и его задержанной копии:

$$y_5(t) = y_4(t)y_4(t - \tau)/4, \quad (7)$$

после чего результирующие импульсы поступают на вход фильтра нижних частот (ФНЧ) второго порядка, моделирующего интегратор. В целом динамика модели приемника описывается уравнением:

$$\ddot{y}_6(t) + \beta_6\omega_6\dot{y}_6(t) + \omega_6^2y_6(t) = \omega_6^2y_5(t), \quad (8)$$

где β_6 и ω_6 – коэффициент диссипации и резонансная частота фильтра, соответственно.

Решение о полученном информационном символе принимается на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом. Таким образом, система уравнений (4-8) описывает модель системы относительной передачи информации. Построенная модель представляет собой систему дифференциально-разностных уравнений с запаздыванием. Решение системы осуществлялось в среде Matlab с использованием функции для решения дифференциально-разностных уравнений с фиксированными задержками dde23.

Результаты моделирования

Моделирование системы передачи проводилось для импульсов с коэффициентом процессинга $K=10$ при следующих нормированных значениях параметров: $M=32$, $T_1=1$, $\beta_2=0.3$, $\omega_2=1$, $\beta_3=0.2$, $\omega_3=1.55$, $T_B=300$, $\tau=10$, $\beta_6=0.9$, $\omega_6=0.063$. Для последующего перевода в реальные значения частот и запаздываний использовался масштабирующий коэффициент $L=2 \cdot 10^{10}$. Типичные результаты моделирования представлены на рис. 5.

Генератор формирует поток хаотических радиоимпульсов со скажностью 3 (рис. 5а). Поток поступает на делитель мощности пополам. Сигнал с первого выхода делителя перемножается с входным двоичным информационным сигналом (рис. 5б). Таким образом, в зависимости от передаваемого информационного символа хаотический импульс проходит без изменений («1») или инвертируется («0»). Сигнал со второго выхода делителя поступает на блок задержки. Сигнал с выхода сумматора показан на рис. 5в.

В приемнике сигнал, полученный из эфира, поступает в делитель мощности пополам. Сигнал с нижнего выхода делителя подается на блок задержки на время τ . Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений подается на умножитель, где осуществляется его перемножение с сигналом с выхода блока задержки. После перемножения полученный сигнал (рис. 5г) поступает на интегратор. В результате интегрирования получается сигнал, типичный вид которого показан на рис. 5д. Он содержит импульсы огибающей положительной и отрицательной полярности и интервалы между ними. Импульсы соответствуют передаваемым информационным битам: положительные «1», отрицательные «0». Затем сигнал поступает на блок принятия решения, где осуществляется сравнение сигнала с нулевым порогом. По знаку определяется выходной двоичный информационный символ (рис. 5е).

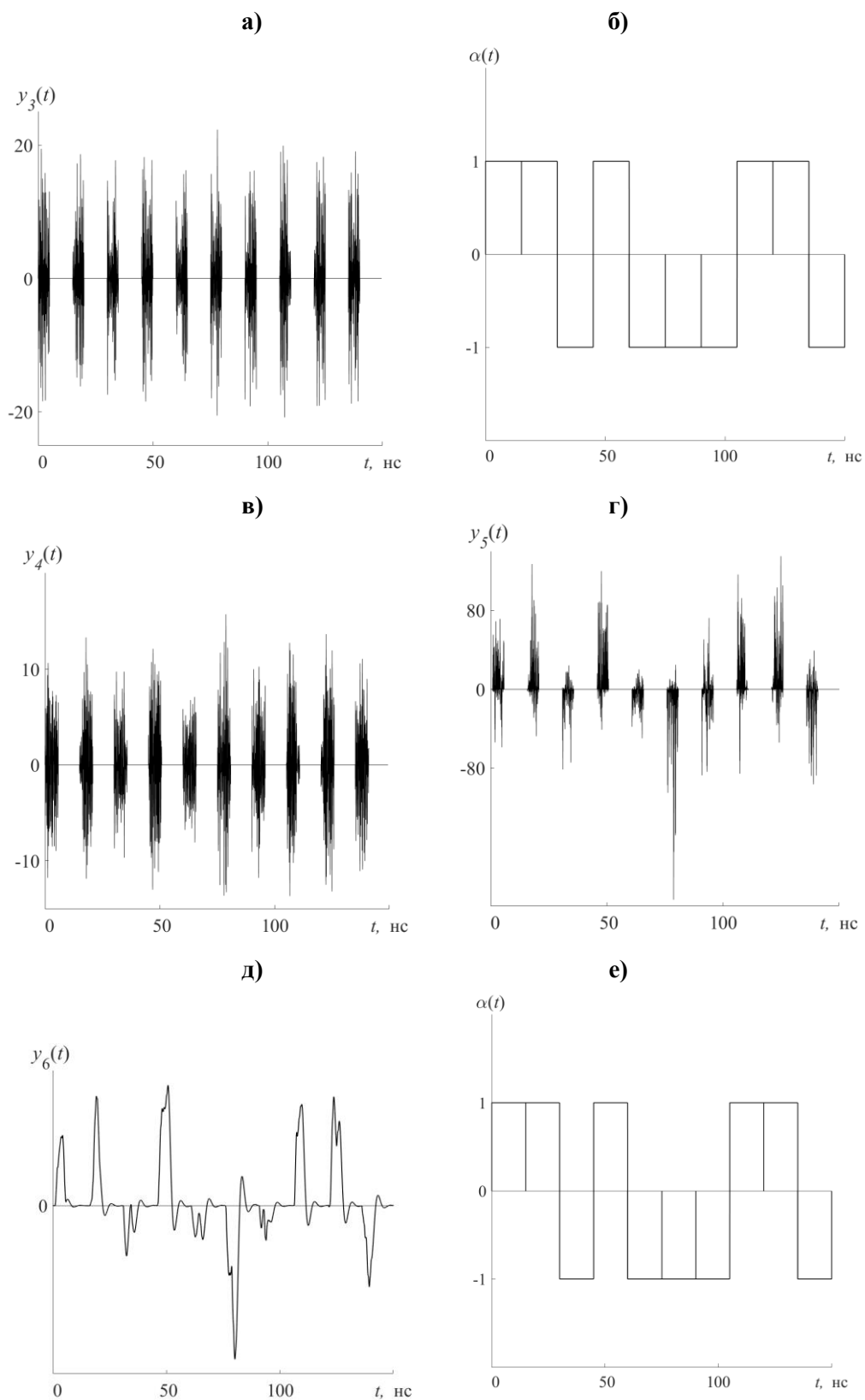


Рис. 5. Результаты моделирования: поток хаотических импульсов на выходе ИХР (а) входная модулирующая последовательность (б), сигнал на выходе сумматора (в), сигнал на выходе перемножителя (г), сигнал на выходе интегратора (д), входной информационный поток (е).

Заключение

Предложенная в работе схема передачи информации, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, относится к классу схем с относительной передачей. В отличие от популярной схемы DCSK в предложенной схеме используются задержки значительно меньшей длительности, что облегчает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот. Например, требуемые для схемы задержки при полосе сигнала 1 ГГц и составляют 1-2 наносекунды, и могут быть выполнены отрезках современных кабелей длиной до 50 см.

Следует отметить, что в предлагаемой схеме даже при отсутствии внешних помех вероятность ошибки на принимаемый бит не равна нулю, а стремится к некоторому пределу. Это вызвано помехой, обусловленной задержанными относительно друг друга компонентами полезного сигнала. Однако расчеты показывают, что при достаточно больших базах (начиная с 50) этот фактор уже практически не сказывается на свойствах системы, а именно такие базы сигналов и представляют интерес для практических приложений.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения.

Литература

1. Котельников В.А. // РЭ. 1959. №3. С. 354.
2. Харкевич А.А. // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42.
3. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
5. Pecora L.M., Carroll T.L. // Phys. Rev. Lett. 1990. V. 64. № 8. P. 821.
6. Kocarev L., Halle K.S., Eckert K. et al. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. № 3. P. 709.
7. Cuomo M.K., Oppenheim A.V., Strogatz S.H. // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1993. V. 40. № 10. P. 626.
8. Downes P.T. // SPIE. 1993. V. 2038. P. 227.
9. Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С. // РЭ. 1993. Т. 38. № 7. С. 1310.
10. Dedieu H., Kennedy M., Hasler M. // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1993. V. CAS-40. № 10. P. 634.
11. Partlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K. et al. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. № 4. P. 973.
12. Волковский А.Р., Рульков Н.В. // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. № 3. С. 71.
13. Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С. // РЭ. 1995. Т. 40. № 2. с. 265.
14. Kolumban G., Kennedy M. // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1997. V. 44. № 10. P. 927.
15. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. // in Proc. NDES'96. 1996, P. 87-92.
16. Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R. // IEEE Trans. Circuits and Systems. 2000. V. 47. № 12. P. 1684.
17. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. // Радиотехника. 2000. № 3, С. 9.
18. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Патент РФ № 2185032. 2000.
19. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О. // РЭ. 2001. Т. 46. № 2. С. 224.
20. Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2003. V. 13. № 6. P. 1495.
21. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. и др. // РЭ. 2008. Т. 53. № 4. С. 1278.

22. Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю., Рыжов А.И. // РЭ. 2013. Т. 58. № 12. С. 1160.
23. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю. // РЭ. 2015. Т. 60. № 4. С. 1.
24. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. и др. // РЭ. 2016. Т. 61. № 8. С. 1.
25. Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В. и др. // РЭ. 2017. Т. 62. № 4. С. 354.
26. Дмитриев А.С., Старков С.О., Бельский Ю.Л. // Письма в ЖТФ. 1990. Т. 16. № 9. С. 65.
27. Dmitriev A.S., Panas A.I., and Starkov S.O. // Int. J. of Bifurcation and Chaos. 1996. V.6. № 5. P. 851.
28. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А. // РЭ. 2004. Т. 49. № 2. С. 222.
29. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012.