

ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС В РАДИОФИЗИКЕ И ЭЛЕКТРОНИКЕ

УДК 537.86,621.373

МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В СИСТЕМАХ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ХАОТИЧЕСКИМИ РАДИОИМПУЛЬСАМИ

© 2021 г. А. С. Дмитриев^{а, *}, Т. И. Мохсени^а

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, корп. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: chaos@cplire.ru

Поступила в редакцию 11.06.2020 г.

После доработки 11.06.2020 г.

Принята к публикации 15.07.2020 г.

Показана возможность организации многопользовательского доступа на основе относительной схемы передачи, использующей в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. Получены теоретические оценки максимального количества абонентов и информационной емкости многопользовательской системы. Проведено компьютерное моделирование, подтверждающее справедливость полученных теоретических результатов.

DOI: 10.31857/S0033849421050041

ВВЕДЕНИЕ

Относительные методы передачи информации с широкополосными аналоговыми шумовыми (шумоподобными) сигналами исследуются начиная с 50-х годов XX в. [1–3]. Привлекательность таких методов заключается в отсутствии необходимости иметь опорный сигнал на приемной стороне, сохраняя при этом многие преимущества когерентных систем. Это особенно важно в случае использования в качестве несущей аналоговых шумовых (шумоподобных) сигналов, для которых создание на приемной стороне копии несущего информацию сигнала является либо крайне затруднительным, либо вообще невозможным.

Однако долгое время развитию методов относительной передачи препятствовали сложности, связанные с формированием самих аналоговых шумовых сигналов. Ситуация стала меняться с появлением и разработкой принципов формирования шумоподобных сигналов радио- и СВЧ-диапазона на основе динамического хаоса.

Первая относительная схема передачи приемопередатчиков с хаотическими носителями информации DCSK (Differential Chaotic Shift Keying) была предложена в [4–6]. Идея DCSK заключается в том, что для передачи бита длительностью T используется последовательная передача пары одинаковых фрагментов хаотического сигнала длительностью $T/2$ каждый (для передачи “1”) или

пары хаотического сигнала и антиподального ему сигнала тех же длительностей (для передачи “0”).

В схеме DCSK используются широкополосные линии задержки на времена равные $T/2$. Их трудно реализовать в малогабаритном исполнении, что серьезно ограничивает практическую применимость схемы. Однако схема DCSK до сих пор популярна при теоретических исследованиях. Так, например, после введения схемы DCSK предлагались как самими авторами, так и их последователями ее модифицированные варианты, в том числе с целью увеличения скорости передачи [7], повышения устойчивости в многолучевых каналах [8] и организации множественного доступа [9].

1. ОТНОСИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ПЕРЕДАЧИ С ХАОТИЧЕСКИМИ РАДИОИМПУЛЬСАМИ

В работах [10–13] была предложена альтернативная схема относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов – (DC)² (Direct Chaotic Differentially Communication) (рис. 1), в которой отсутствует проблема с большими длительностями задержек. В этой схеме длительность задержек в приемнике и передатчике, в отличие от схемы DCSK, определяется не длительностью бита, а временем спада функции автокорреляции τ хаотического сигнала. По порядку величины $\tau = 1/\Delta F$ (ΔF – полоса хаотического сигнала). Если, например, полоса хаотического сигнала будет 1 ГГц, то время автокорреля-

ции ~ 1 нс, а расстояние, которое за это время проходит электромагнитная волна в свободном пространстве, 0.3 м. В этом случае в качестве линии задержки может быть использован, например, высокочастотный кабель длиной около 0.2 м.

Как отмечалось [10–13], особенность схемы $(DC)^2$ заключается в том, что в ней порождаются собственные шумы, которые препятствуют работе схемы. Поэтому для обеспечения работоспособности схемы приходится применять режимы с накоплением, т.е. использовать сигналы с большой базой (коэффициентом процессинга).

Проведенные аналитические расчеты для случая ортогональной модуляции хаотического несущей полезным импульсным сигналом, в которых как полезная часть, так и создающая собственные шумы схемы передачи части сигнала рассматривались как независимые гауссовские процессы, показали, что при отсутствии внешних шумов передача с вероятностью ошибок $p = 10^{-3}$ может быть обеспечена при коэффициенте процессинга $K > 30$ [10, 11]. Однако при моделировании было установлено, что экспериментальное значение для K , после которого в отсутствие внешних шумов обеспечивается передача с вероятностью ошибок $p < 10^{-3}$, значительно меньше и равно примерно 15.

Дальнейший теоретический анализ показал, что это связано с двумя обстоятельствами: 1) реально при моделировании используется не ортогональная, а антиподальная модуляция для полезной части сигнала, что увеличивает эффективность вдвое, т.е. позволяет снизить процессинг вдвое; 2) шумовая компонента сигнала, которая появляется в приемнике, не является полностью статистически независимой от полезной части сигнала, как это предполагалось при расчетах, ее мощность составляет фиксированную часть от мощности исходного хаотического сигнала, и это положительно сказывается на устойчивости схемы передачи в целом.

Цель данной работы — показать, что беспроводная схема передачи $(DC)^2$ может быть эффективно использована не только в режиме передачи “точка-точка” в одной паре передатчик-приемник, но и для организации одновременной и независимой работы нескольких пар приемников и передатчиков, находящихся в одной и той же области физического пространства.

2. МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП

В схеме $(DC)^2$ для передачи информации используются хаотические радиоимпульсы с большим коэффициентом процессинга и защитными интер-

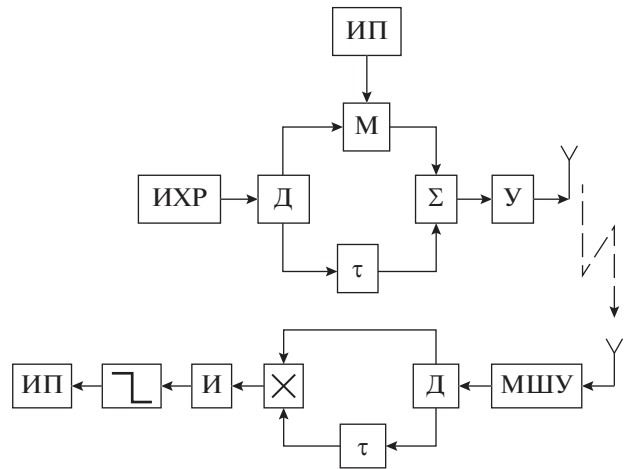


Рис. 1. Схема передачи: ИХР — источник хаотических радиоимпульсов; Д — делитель; ИП — информационная последовательность; М — модулятор; τ — задержка; Σ — сумматор; У — усилитель; МШУ — малошумящий усилитель; $\times$ — перемножитель; И — интегратор; $\lfloor$ — пороговое устройство.

валами между импульсами. Введем обозначения: $T_{\text{и}}$ — длительность хаотического радиоимпульса; $T_{\text{б}}$ — длительность бита; $L = T_{\text{б}}/T_{\text{и}}$ — скважность; R — скорость передачи в битах; W — полоса сигнала; $K = W/(RL)$ — коэффициент процессинга для хаотического радиоимпульса; SNR — отношение сигнал/шум; $E_{\text{б}}/N_0 = K \text{SNR}$ — отношение энергии, приходящейся на 1 бит передаваемой информации к спектральной плотности шума в полосе сигнала.

Обозначим спектральную плотность внутренних собственных шумов (внутренней интерференции) через $N_{\text{инт}}$. На вход приемника кроме полезного сигнала поступает три “шумовых” компоненты [10]. Интенсивность каждой из компонент шума такая же, как у полезного сигнала. Наличие этих шумовых компонент при отсутствии внешних шумов и применении антиподальной модуляции дает отношение $\text{SNR} = 2/3$ или $\text{SNR}_{\text{дб}} = -1.75$ дБ. Обычно энергетический потенциал канала связи определяется через минимальное требуемое значение отношения $E_{\text{б}}/N_0$, выраженное в дБ. В нашем случае при отсутствии внешних шумов $N_0 = N_{\text{инт}}$, и

$$E_{\text{б}}/N_{0,\text{дб}} = E_{\text{б}}/N_{\text{инт,дб}} = \text{SNR}_{\text{дб}} + K_{\text{дб}}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что получение требуемого значения отношения $E_{\text{б}}/N_{\text{инт}}$ при любом значении SNR может быть обеспечено за счет соответствующего выбора K . Например, если в случае антиподальной модуляции вероятность ошибки 10^{-3} достигается при $E_{\text{б}}/N_{\text{инт}} = 10$ дБ, то компенсация внутренних шумов системы обеспечивается при $K_{\text{дб}} > 11.75$ дБ.

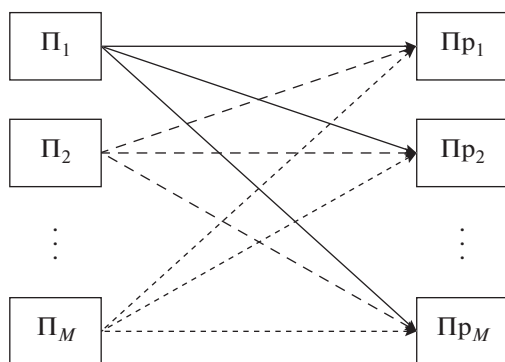


Рис. 2. Многопользовательская относительная система связи с M парами передатчиков ($П_j$) и приемников ($Пр_j$).

Выше рассматривались характеристики схемы без воздействия внешних шумов. Однако при достаточно большом процессинге сигнала система будет оставаться работоспособной даже при значительном уровне внешних шумов, т.е. при малых отношениях сигнал/шум. В качестве этих внешних шумов могут, в частности, выступать сигналы других хаотических передатчиков, работающих в том же диапазоне частот. Это свойство схемы может быть положено в основу организации работы системы связи с множественным доступом.

Действительно, пусть имеется M пар передатчиков и приемников (рис. 2). Все передатчики одновременно излучают, вообще говоря, разные сигналы, которые попадают как к своим приемникам в качестве полезного сигнала (точнее, часть сигнала, попадающего в “свой” приемник, является полезной, а часть представляет собой собственный шум системы), так и в “чужие” приемники в качестве внешнего шумового (интерферирующего) сигнала.

Для получения теоретической оценки будем считать, что во всех M передатчиках используются генераторы хаоса с одинаковыми статистическими и спектральными характеристиками выходного сигнала, время автокорреляции хаотического сигнала равно τ_0 , длительности импульсов во всех парах приемопередатчиков равны. Времена задержек в j -й паре приемопередатчиков $\tau_j^i = j\tau_0, j = 1, 2, 3 \dots M$. Такой набор задержек обеспечивает отсутствие корреляции своего сигнала в любом из M приемников с чужими сигналами.

Покажем, что рассматриваемая схема относительной передачи с использованием хаотических радиоимпульсов позволяет реализовать множественный доступ, т.е. одновременную работу в эфире нескольких пар приемопередатчиков, в ко-

торых используются в том числе одинаковые генераторы хаоса.

Поскольку в схеме (DC)² для извлечения полезного сигнала используются автокорреляционные свойства хаотического радиоимпульса, можно предположить, что применение процедуры корреляции будет также эффективно для выделения полезного сигнала пользователя на фоне сигналов других пользователей, рассматриваемых как внешний шум. Ситуация в этом случае будет подобна ситуации с выделением полезных сигналов в системах CDMA [14].

Будем также считать, что в многопользовательской системе с M парами приемопередатчиков применяется соответствующее управление мощностью излучения, так что сигналы, приходящие в данный j -й приемник от всех других устройств, имеют один и тот же уровень мощности p . Каждый приемник обрабатывает приходящий от своего передатчика сигнал на уровне мощности p , а $M - 1$ посторонних сигналов интерферируют с ним, и каждый из этих сигналов также имеет уровень мощности p .

В самом “тяжелом” случае, когда приходящие от разных передатчиков импульсы практически полностью накладываются друг на друга на входе j -го приемника, отношение сигнал/интерференционная помеха на его входе будет равно

$$\text{SNR}^j = (2/4) p / [(3/4) p + (M - 1)p] = 2 / [3 + 4(M - 1)]. \quad (2)$$

Из (2) видно, как максимально возможное число пользователей в сети связано с минимальным требуемым значением SNR^j на одного пользователя. Для схем связи с большим процессингом K удобно перейти от соотношения (2) к соотношению, связывающему максимальное число пользователей с $E_6/N_{\text{инт}}$. Поскольку $E_6/N_{\text{инт}} = K\text{SNR}$, то из (2) следует, что

$$E_6/N_{\text{инт}} = 2K / [3 + 4(M - 1)]. \quad (3)$$

Если присутствует дополнительный мешающий внешний шум η , включающий интерференционный шум, не связанный с приемопередатчиками системы, и тепловой шум, то при вводе его в рассмотрение, уравнение (3) принимает вид

$$E_6/N_{\text{инт}} = 2K / [3 + 4(M - 1) + 4\eta/p]. \quad (4)$$

Это означает, что максимально возможное число пользователей в ячейке будет равно

$$M = 1/4 [1 + 2K / (E_6/N_{\text{инт}})] - \eta/p. \quad (5)$$

Минимальное, требуемое для обеспечения заданной вероятности ошибки значение отношения $E_6/N_{\text{инт}}$ в схеме (DC)² нелинейно зависит от процессинга. Максимальное число пользователей с учетом

оценки этой зависимости на основе аналитических соотношений, полученных в [10–12], приведено в табл. 1.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

На основе предложенной схемы была построена математическая модель схемы относительной передачи информации с множественным доступом. В модели в качестве источника хаотических колебаний, как и в случае относительной передачи для пары “передатчик–приемник” [10–13], использовали генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой $F(y) = Aye^{-y^2}$; фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка; ФНЧ второго порядка и полосовой фильтр (ПФ). Уравнения автоколебательной системы имеют вид

$$\begin{aligned} T_1 \dot{y}_1^j(t) + y_1^j(t) &= F(y_3^j(t) D^j(t)), \\ \ddot{y}_2^j(t) + \beta_2 \dot{y}_2^j(t) + \omega_2^2 y_2^j(t) &= \omega_2^2 y_1^j(t), \\ \ddot{y}_3^j(t) + \beta_3 \dot{y}_3^j(t) + \omega_3^2 y_3^j(t) &= \omega_3^2 \dot{y}_2^j(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ первого порядка, β_k и ω_k ($k = 2, 3$) – коэффициенты диссипации и резонансные частоты фильтров. При моделировании все генераторы хаоса и длительности битов полагаются одинаковыми. Индекс j обозначает номер генератора.

Для того чтобы генератор хаоса формировал вместо непрерывного хаотического сигнала поток хаотических импульсов, при компьютерном моделировании в правую часть первого уравнения системы (6) введен меняющийся во времени коэффициент $D^j(t)$ (int – целая часть числа)

$$D^j(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\frac{2\pi t}{T_6} - \text{int} \left(\frac{2\pi t}{T_6} \right) \right) < \frac{1}{L} \\ 0, & \text{если } \left(\frac{2\pi t}{T_6} - \text{int} \left(\frac{2\pi t}{T_6} \right) \right) > \frac{1}{L} \end{cases} \quad (7)$$

Система (6) формирует поток хаотических импульсов с длительностью $T_u = T_6/L$ и скважностью L . Сигнал на выходе j -го передатчика описывается уравнением

$$y_4^j(t^j) = (\alpha^j(t^j) y_3^j(t^j) + y_3^j(t^j - \tau^j)) / 2, \quad (8)$$

где t – реальное время; $t^j = t - t_0^j$; t_0^j – момент времени начала работы j -го передатчика. Так, например, если все передатчики начинают работать одновременно, то все t_0^j равны между собой; τ^j – время запаздывания в линии задержки j -го передатчика.

Таблица 1. Зависимость числа пользователей M и скорости передачи R в системе от процессинга K при вероятности ошибок 10^{-3} и полосе сигнала 2 ГГц

K	M	R , Мбит/с
15	1	64
100	2	10
150	3	6.6
200	4	5.0
300	6	3.3
400	7	2.5
800	11	1.25
1000	12	1.0
2000	20	0.5
4000	31	0.25

Функция $\alpha^j(t^j)$ в уравнении (8) представляет собой входной информационный сигнал для j -го передатчика и принимает на битовом интервале значение -1 или 1 : $\alpha^j(t^j) = \{-1, 1\}$, в зависимости от передаваемого в момент времени t_j информационного символа “0” или “1”. Выходные сигналы $y_4^j(t^j)$ суммируются в общем канале связи, и затем эта сумма поступает в каждый из M приемников.

В каждом из приемников производится перемножение поступившего суммарного сигнала и его задержанной на τ^j копии:

$$y_5^j(t^j) = \sum_{k=1}^M y_4^k(t^k) \sum_{k=1}^M y_4^k(t^k - \tau^j), \quad (9)$$

после чего результирующие сигналы поступают на входы ФНЧ второго порядка приемников, моделирующих интеграторы. В целом динамика модели j -го приемника описывается уравнением

$$\ddot{y}_6^j(t^j) + \beta_6 \dot{y}_6^j(t^j) + \omega_6^2 y_6^j(t^j) = \omega_6^2 y_5^j(t^j), \quad (10)$$

где β_6 и ω_6 – коэффициент диссипации и резонансная частота ФНЧ соответственно. Интегратор когерентно накапливает полезную часть “своего” сигнала, а остальные его компоненты и “чужие” сигналы воспринимает как помеховые, некоррелированные с полезной частью “своего” сигнала.

Решение о полученном информационном символе в j -м приемнике принимается, как и в

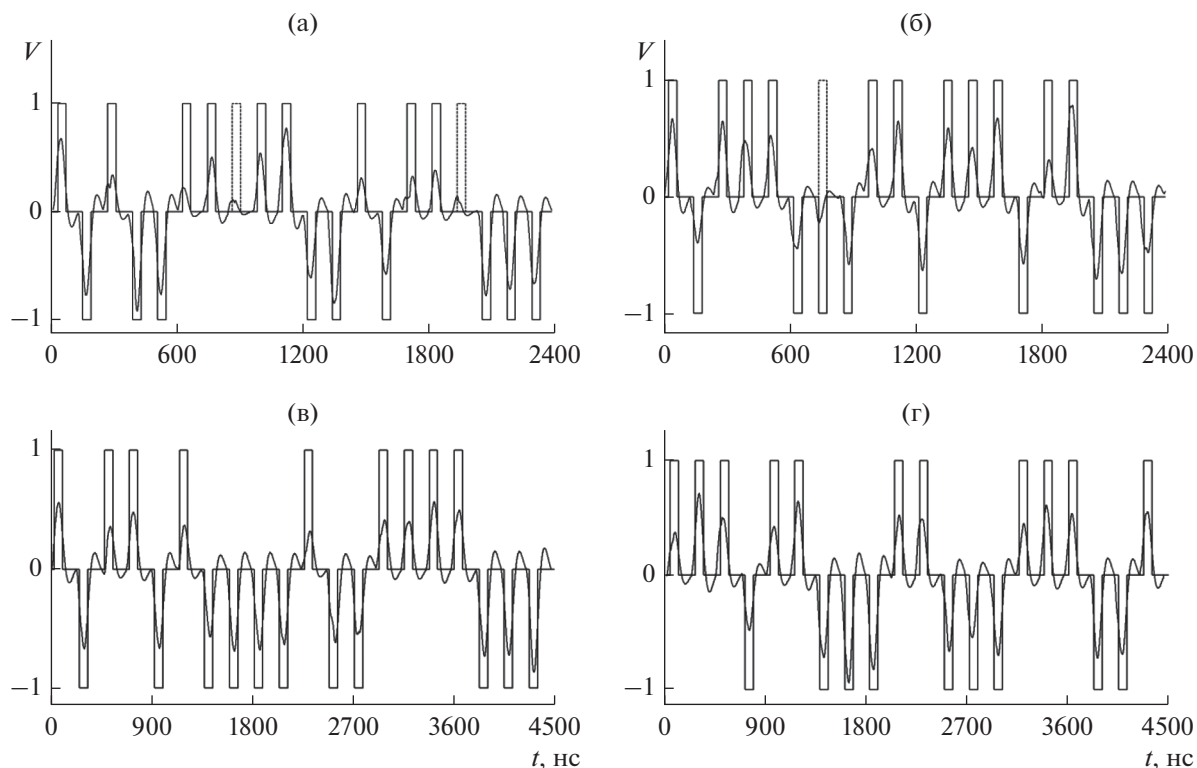


Рис. 3. Система с двумя парами приемопередатчиков. Сигналы в приемниках 1 (а, в) и 2 (б, г) при процессингах 80 (а, б) и 150 (в, г) на выходах интеграторов (сплошные кривые), на выходах пороговых устройств, отвечающие правильно принятым битам (прямоугольники со сплошной границей) и ошибочно принятым битам (прямоугольники с пунктирной границей).

случае передачи для одной пары приемопередатчиков, на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом.

Таким образом, система уравнений (6)–(10) описывает модель системы относительной передачи информации для M пар приемопередатчиков.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование системы передачи с M пользователями проводилось при следующих нормированных значениях параметров автоколебательных систем: $A=32$; $T_1=1$; $\beta_2=0.3$; $\omega_2=1.0$; $\beta_3=0.2$; $\omega_3=1.55$; $\tau_0=17$; $\beta_6=0.9$; $\omega_6=2\pi/T_{\text{и}}$. Для последующего перевода в реальные значения частот и запаздываний использовали масштабирующий коэффициент $L=4 \times 10^{10}$. Полоса частот генерируемого хаотического сигнала при этом составляла около 2 ГГц [10–13].

Компьютерное моделирование проводилось для практического подтверждения возможности организации многопользовательского доступа на основе схемы передачи $(DC)^2$ и проверки полученных теоретических оценок. При моделировании задержки в приемопередатчиках подбирались та-

ким образом, чтобы исключить возможность относительного корреляционного приема “чужих” сигналов. Это достигалось тем, что в передатчиках использовались сигналы с одинаковым временем автокорреляции τ_0 , длины импульсов и защитных (межимпульсных) интервалов были одинаковы, а запаздывания τ^j в линиях задержек у приемников и передатчиков в парах с номерами $j=1, 2, \dots, M$ были равны соответственно $\tau, 2\tau, \dots, M\tau$.

Моделирование в целом дало хорошее совпадение с оценками, приведенными в табл. 1.

В качестве примеров рассмотрим результаты моделирования для двух и четырех пар приемопередатчиков.

Моделирование для двух пар приемопередатчиков. Согласно данным табл. 1 вероятность ошибки $p=10^{-3}$ достигается для $M=2$ при процессинге $K>100$.

Расчеты проводились для процессингов 80 и 150. При процессинге 80 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из каналов обнаруживалось четыре-пять ошибок. Фрагменты сигналов на выходе приемников 1 и 2

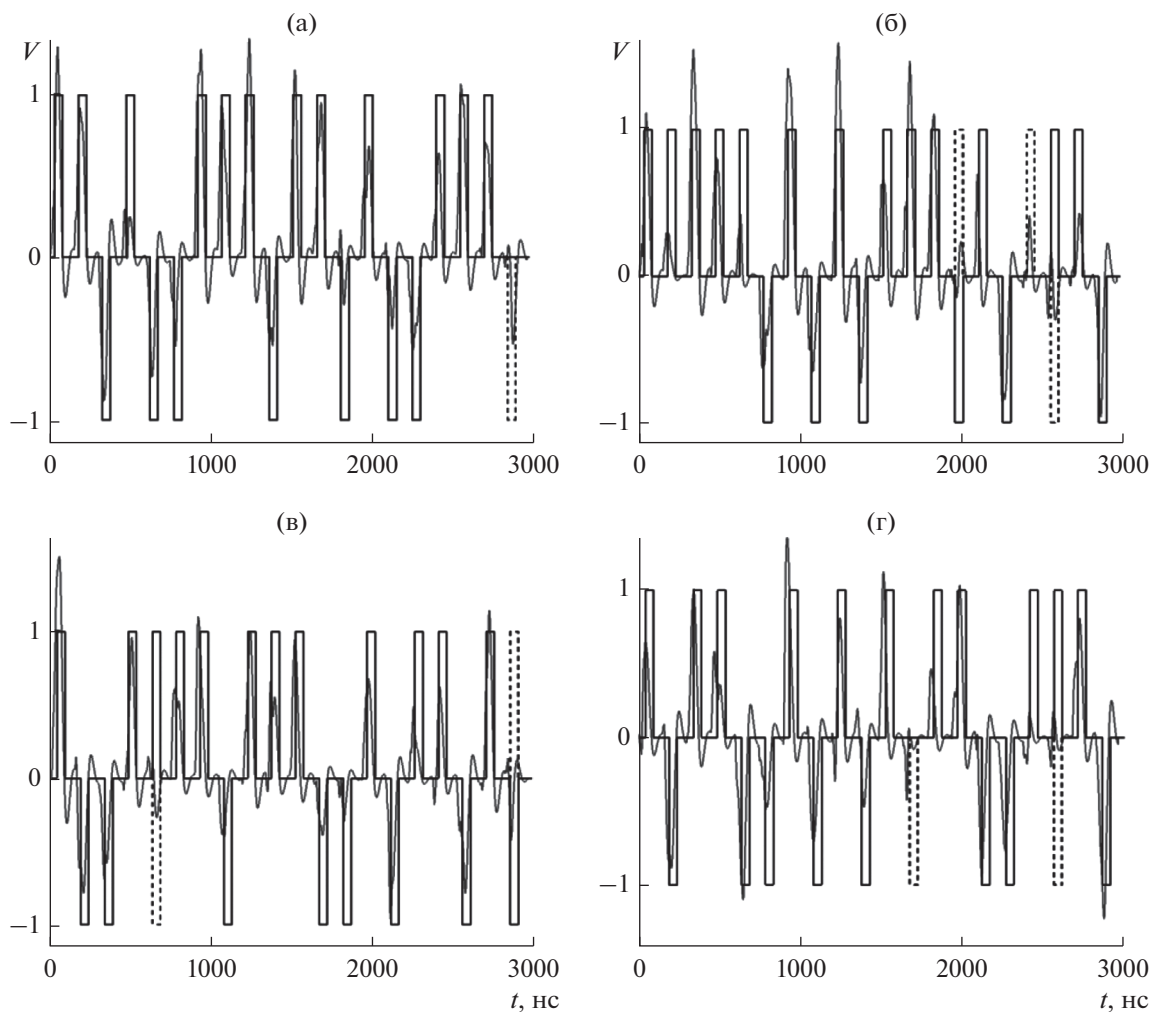


Рис. 4. Система с четырьмя парами приемопередатчиков. Выходные сигналы в приемниках 1–4 (а–г) при процессинге 100.

для отрезков длительностью в 20 бит, сдвинутые в 0, представлены на рис. 3а, 3б.

При процессинге 150 для той же длины последовательности ошибки не наблюдались (рис. 3в, 3г).

Моделирование для четырех пар приемопередатчиков. Согласно данным табл. 1 вероятность ошибки $p = 10^{-3}$ достигается для $M = 4$ при процессинге $K > 200$. Расчеты проводились для процессингов 100, 200 и 300. При процессинге 100 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из четырех каналов обнаруживалось более 10 ошибок (рис. 4). При процессинге 200 для той же длины последовательности наблюдались единичные ошибки. При моделировании с процессингом 300 ошибки для последовательности длиной 1000 бит не наблюдались (рис. 5).

Заметим, что, как и предсказывают теоретические оценки, при моделировании значение процессинга $K = 100$ достаточно для передачи с веро-

ятностью ошибки $p = 10^{-3}$ в системе связи с двумя парами приемопередатчиков, но для четырех пар приемопередатчиков при таком процессинге наблюдается значительное количество ошибок.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, и теоретические оценки, и результаты моделирования подтверждают возможность использования прямохаотической схемы относительной передачи (DC)² в многопользовательских системах сверхширокополосной беспроводной связи.

Показано также, что число пар приемопередатчиков, которые могут независимо работать одновременно в одной и той же области пространства, исчисляется десятками при пропускной способности для каждой пары более 1 Мбит/с. Такие цифры не являются рекордными для современных систем связи, но надо иметь в виду, что речь

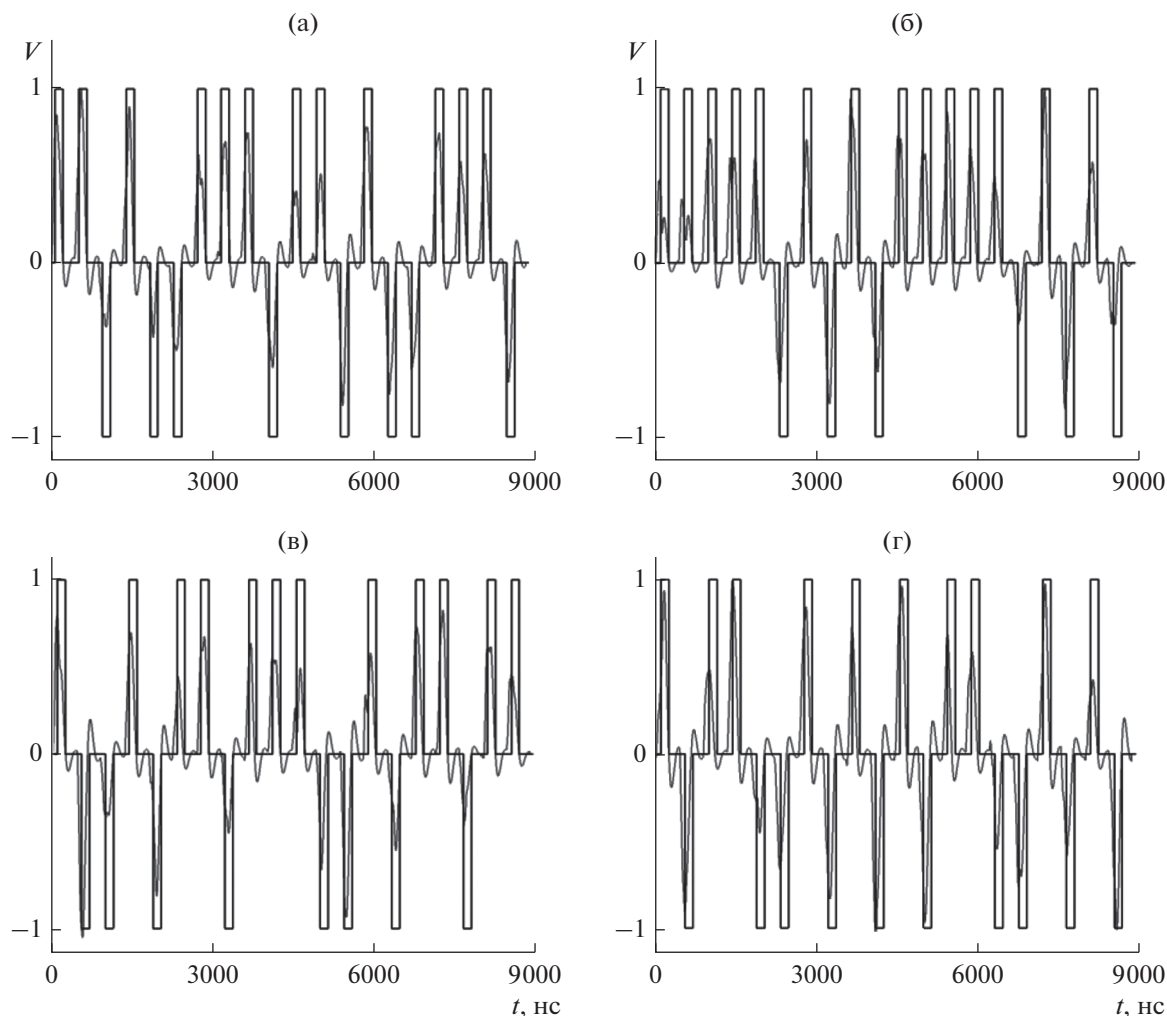


Рис. 5. Система с четырьмя парами приемопередатчиков. Выходные сигналы в приемниках 1–4 (а–г) при процессинге 300.

идет о пиринговых системах без поддерживающей внешней инфраструктуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1969.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
3. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М, 2003.
4. Kolumban G., Kennedy M. // IEEE Trans. 1997. V. CS-I-44. № 10. P. 927.
5. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. // Proc. 4th Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES'96). Seville. 27–28 Jul. 1996. N.Y.: IEEE, P. 87.
6. Kolumban G., Kennedy M.P., Jako Z., Kis G. // Proc. IEEE. 2002. V. 90. № 5. P. 711.
7. Kaddoum G., Gagnon F. // IEEE Trans. 2012. V. CS-II-59. № 7. P. 448.
8. Kennedy M.P., Kolumban G., Kis G., Jako Z. // IEEE Trans. 2000. V. CS-I-47. № 12. P. 1702.
9. Lau F.C.M., Yip M.M., Tse C.K., Hau S.F. // IEEE Trans. 2002. V. CS-I-49. P. 96.
10. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1074.
11. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. // Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26. № 4. С. 59.
12. Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran C.M. // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2018. V. 21. № 3. P. 237.
13. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной динамикой / Под ред. А.С. Дмитриева и Е.В. Ефремовой. М.: Техносфера, 2019.
14. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006.