

# СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СВЯЗЬ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА

А.С. Дмитриев, А.В. Клецов, А.М. Лактюшкин,  
А.И. Панас, С.О. Старков, А.Д. Хилинский

Институт радиотехники и электроники РАН,  
125009, г. Москва, ул. Моховая, 11-7, [chaos@cplire.ru](mailto:chaos@cplire.ru)

Исследования по применению динамического хаоса для передачи информации активно ведутся уже около пятнадцати лет. В последнее время наметился значительный прогресс по его использованию в беспроводных, в том числе сверхширокополосных, системах связи. В статье рассматриваются совокупность вопросов, оказывающих решающее влияние на развитие этой коммуникационной технологии.

## Введение

Несмотря на то, что работы по использованию хаоса в системах связи проводились еще в 80-годы прошлого века [1], интенсивные исследования в этом направлении стартовали в начале 90-х годов. Возникший интерес был во многом связан с открытием явлений хаотической синхронизации [2-4] и хаотического синхронного отклика [5].

Первые серьезные успехи были связаны с тем, что на первом этапе исследований для ряда модельных схем была продемонстрирована возможность передачи цифровых и аналоговых сообщений с использованием хаотических сигналов [6-11]. В схеме с нелинейным подмешиванием информационного сигнала в хаотический, передача речевых и музыкальных сигналов, в низкочастотном и в радио-диапазонах была продемонстрирована экспериментально [12].

Примерно в это же время предложен и экспериментально апробирован подход, основанный на использовании неустойчивых скелетных орбит хаотических аттракторов в качестве потенциальной кодовой системы для передачи полезной информации и для формирования специальных хаотических маркеров [13].

Разработанные подходы и модели передачи информации с использованием хаотической синхронизации и их экспериментальная проверка заложили основу для дальнейшего развития хаотических коммуникаций. Вместе с тем дальнейшие исследования показали, что системы связи, использующие хаотическую синхронизацию ( или хаотический синхронный отклик), имеют серьезные ограничения на качество канала связи и не являются, на ближайшую перспективу, практически применимыми.

Следующим важным шагом было осознание того, что, возможно, следует отказаться от использования хаотической синхронизации для того, чтобы улучшить характеристики связных систем, использующих хаос [14-15]. Отмеченные работы произвели отрезвляющий эффект на первоначальные радужные надежды исследователей, (в первую очередь в отношении применения хаотической синхронизации), но в тоже время показала, что при использовании динамического хаоса можно получить неплохие характеристики связных систем. Эти характеристики хотя и уступают характеристикам традиционных систем, но уже не в такой степени, как это имеет место для систем с хаотической синхронизацией.

Анализ накопленной к этому времени информации позволил сделать вывод о том, что предложения, которые рассматривались в подавляющем большинстве публикаций, посвященных связи на основе динамического хаоса, страдали отсутствием целевой установки: как, зачем, и при каких условиях такие системы могут быть использованы. При этом даже в наиболее продвинутых работах авторы ограничивались сугубо модельными ситуациями, типа рассмотрения характеристик системы в канале с белым шумом или в канале с простейшей многолучевой структурой. Все это находится достаточно далеко от конкретных коммуникационных задач и практических инженерных решений.

При построении реальных коммуникационных каналов на основе хаоса, в том числе каналов беспроводной связи, нужно отчетливо понимать, что:

а) хаотические системы связи будут применяться только там и только в том случае, когда они будут иметь совокупность свойств, делающих их конкурентно способными по отношению к другим типам беспроводных систем. В список этих свойств могут входить скорость передачи информации, простота и стоимость системы, устойчивость работы в конкретных условиях, множественный доступ, возможность удовлетворения определенным правилам частотного регулирования и т.д;

б) техника передачи информации с помощью хаотических сигналов находится в зарождающейся фазе, и эффективные инженерные решения достаточно ограничены по элементной базе.

С другой стороны с практической точки зрения за кадром долгое время оставался вопрос реализации самих источников хаоса. Неявно предполагалось, что скорость передачи не будет превышать нескольких сотен кбит/сек, а хаос будет использоваться в качестве промежуточного носителя. При этом хаотический сигнал может быть сгенерирован в цифровом виде, а его полоса будет составлять от нескольких мегагерц до нескольких десятков мегагерц. Подобный подход не дает возможности использовать такие, наиболее притягательные свойства хаоса, как широкая полоса и простота устройства связи на основе аналогового хаотического генератора. Именно такого типа преимущества могли бы служить причиной использования систем связи на основе динамического хаоса вместо традиционных систем с регулярными носителями информации.

В 2000 году в ИРЭ РАН была предложена схема *прямохаотической радиосвязи* [16-28,42]. Ключевым понятием предлагаемой технологии является хаотический радиоимпульс. Он представляет собой фрагмент сигнала с длиной, превышающей длину квазипериода хаотических колебаний. Полоса частот хаотического радиоимпульса определяется полосой частоты исходного хаотического сигнала, генерируемого источником хаоса, в широких пределах изменения длины импульса не зависит от его длительности. Это существенно отличает хаотический радиоимпульс от классического, заполненного

фрагментом периодической несущей, полоса частот которого определяется его длиной. В основу прямохаотических схем связи заложены три базовые идеи: - источник хаоса генерирует хаотические колебания непосредственно в заданной полосе СВЧ-диапазона; - ввод информационного сигнала в хаотический осуществляется путем формирования соответствующего потока хаотических радиоимпульсов; - извлечение информации производится из СВЧ-хаотического сигнала без промежуточного преобразования частоты.

В статье рассматривается развитие прямохаотической связи от первоначальной идеи до универсальной сверхширокополосной платформы для домашних и офисных приложений. В ней обсуждаются принципы формирования хаотических сигналов (раздел 1), приводится структура прямохаотической системы связи и ее характеристики в различных каналах (раздел 2), приводятся результаты экспериментов с макетами системы (раздел 3). Заключительный раздел 4 посвящен проблеме стандартизации разрабатываемой технологии и ее применениям.

## **1. Генераторы динамического хаоса СВЧ диапазона – эффективные источники шумоподобных сигналов**

Основным элементом хаотической системы связи является генератор хаоса. Далее мы не будем рассматривать схемы связи, использующие хаос как промежуточный носитель. Поэтому речь должна идти о генераторах хаоса радио- и СВЧ-диапазонов.

К настоящему времени известен не один десяток различных динамических систем, демонстрирующих хаотическое поведение. Что стоит взять любую из них и с учетом возможностей современной технологии создать на ее основе нужный генератор хаоса?

Однако решение не кажется столь простым и линейным...

Во-первых, нам понадобится не просто динамическая система, порождающая хаос, а система, порождающая хаос с определенными, как минимум спектральными свойствами. Например, система, порождающая хаос с относительно равномерной спектральной плотностью в заданном диапазоне частот.

Во-вторых, это должна быть система, реализуемая на более или менее стандартных элементах, используемых в радиотехнике.

В-третьих, это должна быть система, генерирующая хаос на высоких или очень высоких частотах, возможно близких к предельным характеристикам используемой технологии.

Наконец, в-четвертых, могут быть дополнительные ограничения со стороны технологии. Например, требование, чтобы система была реализована на CMOS технологии.

Рассмотрим ситуацию с генераторами хаоса, сложившуюся на сегодняшний день.

### **А. Историческая справка**

История генераторов хаоса радио- и СВЧ диапазонов восходит как минимум к началу шестидесятых годов двадцатого века. О генераторе шумоподобных колебаний, использующем в качестве активного элемента лампу бегущей волны шла речь в патенте США [29]. Однако там еще отсутствовало ясное объяснение природы этих колебаний. Серия теоретических и экспериментальных работ посвященных генераторам стохастических (хаотических) колебаний на основе лампы бегущей волны была проведена в ИРЭ АН СССР [30-33]. В этих работах были предложены устройства, названные «шумотронами», дано объяснение причинам возникновения шумоподобных колебаний и построены простые модели на основе одномерных отображений и дифференциально-разностных уравнений, достаточно адекватно отражающие основные процессы возникновения и развития хаотической динамики. Анало-

гичные исследования проводились и с генераторами на основе других электронных приборов, в частности, на основе лампы обратной волны [34-35].

В начале восьмидесятых годов возник естественный интерес к маломодовым генераторам хаоса радио- и СВЧ- диапазонов на основе транзисторов и других полупроводниковых активных элементов. Практические достижения в этой области отображены в обзоре [36]. Следует отметить, что математические модели транзисторных генераторов хаоса стали появляться уже после разработки реальных устройств и начала их практического использования [37]. Среди этих моделей удачной с теоретической точки зрения оказалась модель генератора с полутора степенями свободы, построенная на основе трехточечной схемы Колпитца. Эта модель [38] детально исследована в работах [39]. Отметим, однако, что она изучалась в соответствии с существующей традицией как система обыкновенных дифференциальных уравнений третьего порядка и поэтому принципиально была низкочастотной моделью транзисторного генератора. Ниже будет показано как на ее основе могут быть построены модели источников хаоса радио- и СВЧ- диапазонов и что представляет собой эта система как генератор хаоса.

### **Б. Моделирование микроволновых источников хаоса.**

Основные этапы перехода от упрощенной математической модели к модели источника хаоса радио- и СВЧ- диапазонов рассмотрены в [40]. Смысл процедуры заключается в переходе от упрощенной математической модели к использованию специальных симулирующих пакетов типа ADS (Advanced Design System), в которых уже сами активные элементы представляются в виде достаточно сложных моделей (для потребителей это модели типа черного ящика). Модели активных элементов либо имеются в самих пакетах, либо поставляются производителями соответствующих компонентов. Кроме того, в симулирующих пакетах используются модели как активных, так и пассивных компонентов, учитывающие появления артефактов на высоких и сверх-высоких частотах.

Поясним, как применяется указанный подход на примере разработки СВЧ-источника хаоса на основе трехточечного осциллятора.

**Генератор на основе трехточки.** Схема генератора хаоса на основе трехточки с использованием транзистора в качестве активного элемента приведена на рис. 1.

Математическая модель для этой схема описывается системой дифференциальных уравнений [38]:

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} &= -\alpha_F f(-V_{C2}) + I_L \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} &= (1 - \alpha_F) f(-V_{C2}) + I_L - I_0 \\ L \frac{dI_L}{dt} &= -V_{C1} - V_{C2} - RI_L + V_{cc} \end{aligned} \quad (1)$$

где  $V_{C1}$  - напряжение на емкости  $C_1$ ,  $V_{C2}$  - напряжение на емкости  $C_2$ ,  $I_L$  - ток через индуктивность  $L$ ,  $I_0$  - ток, создаваемый источником тока;  $V_{cc}$  - напряжение на источнике напряжения;  $f(\cdot)$  - нелинейная вольтамперная характеристика транзистора, описывающая зависимость тока эмиттера от напряжения база - эмиттер:

$$I_E = f(V_{BE}) = I_S \cdot \exp(V_{BE} / U_T). \quad (2)$$

В модели  $V_{BE} = -V_{C2}$ ;  $\alpha_F \approx 1$  - отношение токов коллектора и эмиттера;  $I_S$  - ток насыщения.  $T$  - температура;  $e$  - заряд электрона;  $k$  - постоянная Больцмана;  $U_T = kT / e = 25.3$  мВ при комнатной температуре;

Казалось бы, для того, чтобы перейти от низкочастотного источника к высокочастотному достаточно соответствующим образом промасштабировать параметры системы. Однако, все не так просто, поскольку на высоких частотах возникают дополнительные эффекты, которые не учитывает статическая модель с экспоненциальной характеристикой, предназначенная для моделирования работы транзистора на низких частотах. Следовательно, для адекватного представления работы транзистора и, соответственно, всего устройства в СВЧ-диапазоне, необходимо использовать более сложные модели, учитывающие высокочастотные эффекты.

Такие модели в готовом виде представлены в ряде программных симулирующих пакетов, например в пакете ADS. При этом, транзистор представляется в виде черного ящика, для которого можно задать ряд параметров или воспользоваться элементами с заданным набором параметров, предоставляемыми рядом фирм-производителей и соответствующим параметрам реальных транзистор выпускаемых этими фирмами. Для моделирования генератора на трехточке в качестве транзистора был выбран СВЧ транзистор BFP620. Для его описания была использована модель Гуммель-Пуна [41]. Параметры этой модели учитывают нелинейные эффекты на больших частотах, паразитные емкости, зависимость от температуры, шумы и т.п. и именно она применяется для описания динамических режимов высокочастотных транзисторов.

С математической точки зрения при этом производится переход от математической модели, описываемой тремя обыкновенными дифференциальными уравнениями первого порядка к математическим моделям, описываемыми десятками дифференциальных уравнений. Технически это осуществлялось путем «сборки» схемы генератора в специальном моделирующем пакете, где транзистор вводится в схему в виде блока, динамические свойства которого описываются высокоразмерной динамической моделью, адекватной реальному транзистору рассматриваемого типа.

***Моделирование в области низких частот.*** Для начала сравним, как ведет себя система при моделировании с помощью статической модели с экспоненциальной характеристикой и с помощью модели Гуммель-Пуна на низких частотах – порядка нескольких килогерц. Бифуркационная диаграмма, характеризующая статическую модель трехточечной схемы с экспоненциальной характеристикой нелинейного элемента представлена на рис. 2. Бифуркационная диаграмма для модели Гуммель-Пуна для этого же транзистора изображена на рис. 3.

Легко заметить, что имеется определенная степень сходства в поведении генераторов в используемых моделях. Это свидетельствует о возможности использования простейшей модели для описания поведения реального гене-



ратора в низкочастотной области.

**Особенности поведения моделей при повышении частот.** Для анализа изменения динамических режимов при повышении диапазона рабочих частот использовалась следующая процедура:

Значения параметров  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L$  уменьшались в  $\gamma$  раз, что эквивалентно увеличению частоты в  $\gamma$  раз.

$$\begin{aligned}C'_1 &= C_1 / \gamma, \\C'_2 &= C_2 / \gamma, \\L' &= L / \gamma.\end{aligned}\tag{3}$$

Результаты моделирования иллюстрируют рис. 4(а)-(в), на которых приведены спектры мощности сигналов, генерируемых генератором-трехточкой на различных частотных диапазонах. Параметры генераторов выбирались исходя из соотношений (3). Как видно из рис. 4 имеет место качественное совпадение формы спектральной характеристики.

Диаграмма для гигагерцового диапазона частот изображена на рис. 5. Даже на таких высоких частотах в системе возникают сложные динамические режимы. Как видно из рис. 4 при повышении частоты исходный хаотический характер режима колебаний не сохраняется, и на высоких частотах колебания регулярны. Однако, путем варьирования параметров системы и на этих частотах можно получить хаотические колебания (см. рис. 6).

Таким образом, пример трехточечной схемы показывает, что низкочастотные модели источников хаоса могут быть использованы в качестве прототипов для построения высокочастотных и сверхвысокочастотных источников хаоса.

## **В. Эффективность источников хаоса**

Могут ли эти источники хаоса рассматриваться, как генераторы хаоса, и насколько они эффективны, как генераторы хаоса?

Имеющиеся результаты свидетельствуют, что с помощью таких источников можно получить более или менее равномерную спектральную плотность мощности в заданном диапазоне частот. При этом, характеристики такого рода устройства оказываются достаточно чувствительными к вариации параметров. Другим вопросом, чрезвычайно важным с точки зрения приложений, является энергетическая эффективность источника. Оценки, проведенные для рассматриваемой модели генератора, показывают, что максимальная доля мощности, которая может быть передана от источника в передатчик составляет около 1%.

Много это или мало? С точки зрения стандартного электронного устройства СВЧ-диапазона это конечно немного. Но нужно учитывать, оптимизация по энергетическим характеристикам для рассматриваемой модели не проводилась. В то же время известны генераторы хаоса с КПД до 15..20%.

Посмотрим на проблему КПД с несколько другой стороны. Будем рассматривать генератор хаоса как источник псевдошумового аналогового сигнала, т.е. как источник специфического шума. Здесь обнаруживается очень интересная особенность источников хаоса: как источники псевдошумового сигнала они даже в случае низкой энергетической эффективности, при их рассмотрении как электронных устройств, оказываются существенно более эффективными при генерации аналоговых псевдошумовых сигналов, чем другие типы источников. К тому же они имеют существенно большую спектральную плотность мощности, чем другие источники аналогового шумового сигнала.

Здесь напрашивается следующая аналогия. Подобно тому, как оптический квантовый генератор - лазер представляет собой эффективный источник специального (узкополосного) излучения оптического (инфракрасного, ультрафиолетового) диапазона, генератор хаоса представляет собой, как минимум, эффективный источник специальных широкополосных и сверхширокополосных шумоподобных колебаний.

Рассмотрим принципы применения этих уникальных устройств в системах связи.

## 2. Сверхширокополосные прямохаотические системы связи

Прямохаотической схемой связи (ПХС) называется [20-22,42] схема связи в которой:

- а) источник хаоса генерирует хаотические колебания непосредственно в заданной полосе радио или СВЧ-диапазона;
- б) ввод информационного сигнала в хаотический осуществляется путем формирования соответствующего потока хаотических радиоимпульсов;
- в) извлечение информации из СВЧ сигнала производится без промежуточного преобразования частоты.

Структура прямохаотической системы связи показана на рис. 7.

Сверхширокополосными прямохаотическими системами связи будем называть системы с относительной полосой частот

Сверхширокополосными прямохаотическими системами связи (СШП ПХСС) будем называть системы с относительной полосой частот  $DF$

$$DF = \frac{F_U - F_L}{2(F_U + F_L)} > 0.2, \quad (4)$$

где  $F_U$  и  $F_L$  – соответственно верхняя и нижняя частоты в спектре сигнала

Или с полосой частот

$$\Delta F > 500 \text{ МГц} \quad (5)$$

В прямохаотических системах связи могут использоваться различные виды модуляции: наличие или отсутствие хаотического импульса на информационной позиции (chaotic on-off keying - COOK), относительная хаотическая манипуляция (differential chaotic shift keying - DCSK), модуляция позиций импульсов (pulse position modulation - PPM) и т.д. [43]. Существенно, что для передачи информации здесь используется не непрерывный сигнал, а поток импульсов. Поэтому, наряду с методом модуляции важными характери-

ками являются длина импульса и скважность. Вариация этих характеристик определяет скоростные свойства системы связи и ее устойчивость для различных типов каналов связи.

Длина импульса  $T$  вместе с полосой частот  $\Delta F$  определяет коэффициент процессинга (базу) сигнала

$$B=2 \cdot \Delta F \cdot T. \quad (6)$$

#### **А. Характеристики прямохаотической системы связи в каналах с белым шумом**

Рассмотрим типичные характеристики СШП ПХСС в канале с белым шумом для двух типов модуляции ООК и PPM. Оба типа модуляции оперируют с ортогональными сигналами. Поэтому можно ожидать, что при некогерентном приеме устойчивость передачи в канале с белым шумом будет примерно одинакова. Однако, она будет зависеть от базы сигнала (8).

Результаты моделирования для длины импульсов равной 100 нсек приведены на рис. 8. Расчеты проводились для сигналов с полосами 500 МГц и 2 ГГц. В первом случае база сигнала равна  $B=100$ , во втором  $B=400$ . На рис. 8 видно, что разница в устойчивости обоих методов модуляции к белому шуму не превышает 1 дБ. Сигналы с меньшим процессингом выигрывают примерно 2 дБ в устойчивости по отношению к сигналам с базой  $B=400$ .

Для практических приложений, наряду с характеристиками в канале с белым шумом, важны характеристики в реальных каналах с многолучевым распространением, характерных для внутриофисных внутрикомнатных приложений.

Рассмотрим этот вопрос на примере многолучевых каналов для разрабатываемого в настоящее время стандарта низкоскоростной СШП беспроводной связи для сенсорных сетей [44,45].

#### **Б. Влияние многолучевых каналов**

При расчетах характеристик систем беспроводной связи внутри помещений на сверхширокополосных сигналах необходимо использовать реалистичные модели многолучевых каналов, отражающие сложные условия распространения, связанные с большим числом переотражений сигнала.

Эти каналы могут быть как с наличием прямого луча (LOS, Line Of Sight) или без прямого луча (NLOS, No Line Of Sight).

В течение последних нескольких лет был проведен цикл экспериментальных работ, на основании результатов которых были предложены статистические модели внутриофисного многолучевого распространения сигналов [46-49]. Они позволяют оценивать основные характеристики канала связи для различных ситуаций (наличии/отсутствии прямого луча, типичных расстояний, характерных групповых запаздываний и т.д.). Именно эти модели рекомендованы комиссией (IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs) [44-45]) для дальнейшего использования при исследовании систем сверхширокополосной связи.

Отличительной особенностью предложенных моделей распространения является то, что они по сути своей являются двухмасштабными: все входящие в приемник лучи собираются в относительно плотные пакеты (“кластеры”), характеризующиеся запаздыванием головного луча. Внутри кластеров располагаются группы лучей с близкими запаздываниями. Наличие двух масштабов позволяет учитывать особенности распространения электромагнитных волн внутри помещений, в которых могут присутствовать относительно крупные однородные отражательные поверхности (стены, крупные предметы и др.), формирующие близкие по своим свойствам группы лучей. Различия в лучах внутри каждого кластера обуславливаются особенностями данной конкретной поверхности (неоднородность, характерная геометрия и др.). Как известно в канале с многолучевым распространением радиоволны движутся по многим лучам и приходят в приемник с разных направлений, с разными задержками, испытывая при этом еще и разное затухание. На входе приемника они складываются. Это может приводить к двум основным нега-

тивными факторами многолучевого распространения: затуханию сигнала и межсимвольной интерференции. Рассмотрим эти влияния этих факторов на систему сверхширокополосной связи с хаотическим носителем.

**Затухание сигнала.** В общем случае, сложение волн приводит к их интерференции. В случае гармонического носителя это может вызывать как усиление, так и ослабление сигнала в зависимости от частоты. Однако в случае сверхширокополосного хаотического сигнала лучи на входе приемника оказываются некоррелированными, поскольку автокорреляционная функция хаотического сигнала очень быстро спадает. Это означает, что при сложении лучей энергия принимаемого сигнала суммируется, т.е. всегда возрастает. Пусть имеются два луча  $x_1(k)$  и  $x_2(k)$ , тогда каждый несет энергию

$$E_1 = \sum x_1^2(k) \text{ и } E_2 = \sum x_2^2(k),$$

а в результате сложения лучей получаем энергию

$$E = \sum (x_1 + x_2)^2 = \sum x_1^2 + \sum x_2^2 + 2\sum x_1 x_2 \approx E_1 + E_2, \text{ т.к. } \sum x_1 x_2 \approx 0.$$

Таким образом, в отличие от узкополосных суммирование сверхширокополосных хаотических сигналов в приемнике позволяет *повысить* уровень входного сигнала.

Заметим, что сказанное не относится ко всем без исключения сверхширокополосным сигналам. Например, хотя OFDM-сигнал [43] и является широкополосным, сложение лучей в этом случае приводит к такому же затуханию отдельных частот (и подчеркиванию других), как и в случае гармонических сигналов. Это связано с тем, что OFDM-сигнал по сути является набором не взаимодействующих (ортогональных) гармонических носителей, поэтому он наследует все негативные явления многолучевого распространения, свойственные гармоническим сигналам.

**Межсимвольная интерференция.** Вторым негативным фактором многолучевого распространения является межсимвольная интерференция. Это явление наблюдается в тех схемах связи, где передаваемая информация кодируется положением на временной оси, например, позицией последовательных радиоимпульсов. Если импульсная переходная характеристика многолу-

чевого канала очень длинная (задержка откликов велика), то энергия, переносимая лучами одного символа, может попадать на позицию другого символа, что может вызывать ошибки. Часто с этим борются, вводя защитный интервал. Тогда задержанные лучи приходятся не на позицию следующего информационного символа, а на защитный временной интервал между ними. Искажений сигнала на информационных интервалах становится меньше, однако платой за это служит потеря части энергии.

Если канал является существенно «многолучевым», т.е. переходная характеристика канала содержит много сильных, задержанных на большое время откликов, длительность переходной характеристики сравнима или превышает длительность импульсов, форма принимаемого сигнала сильно искажается, и применение корреляционного приема становится нерациональным. В этих условиях более предпочтительным является некогерентный приемник - детектор огибающей.

При этом, если длина радиоимпульса достаточно велика (сравнима с длительностью многолучевого отклика), то большая часть энергии будет попадать на позицию символа, что не только уменьшает ошибку, но и увеличивает энергетическую эффективность приема.

Для количественной оценки этого эффекта многолучевого распространения было введено понятие коэффициента многолучевого усиления  $K_{\text{мн.ус}}$ . Будем понимать под этим отношение энергии радиоимпульса, принесенной всеми лучами на определенном временном интервале, к энергии радиоимпульса, принесенной одним самым сильным лучом.

Ниже, в табл. 1 приведены результаты оценок  $K_{\text{мн.ус}}$  по 100 реализациям моделей канала стандарта IEEE802.15.3a (1000 импульсам в каждом канале) для некоторых типичных многолучевых ситуаций.

Таблица 1.

| Канал                     | Жилые помещения | Жилые помещения | Внутри-офисный | Внутри-офисный | Открытое про-во | Открытое про-во | Индуст-риальная зона | Индуст-риальная зона |
|---------------------------|-----------------|-----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|----------------------|----------------------|
| Модель                    | LOS             | NLOS            | LOS            | NLOS           | LOS             | NLOS            | LOS                  | NLOS                 |
| $K_{\text{мн.ус.}}$<br>dB | 11              | 14              | 4              | 12             | 5               | 5               | 3                    | 5                    |

В ходе проводимых компьютерных симуляций было обнаружено, что эффект многолучевого усиления наиболее заметно выражен в случае хаотических носителей, «длинных» битов и некогерентного приемника. Более подробному описанию эффекта многолучевого усиления посвящена статья [50].

### **3. Экспериментальные макеты сверхширокополосных прямохаотических систем связи**

Развиваемая технология апробирована в ряде лабораторных макетов беспроводных коммуникационных систем. Ниже описываются некоторые из них.

#### **А. Эксперименты в диапазоне 0.5 ... 3.5 ГГц**

Первые эксперименты по сверхширокополосной беспроводной связи проводились в диапазоне 0.5...3.5 ГГц. По радиоканалу передавались пакеты данных в Ethernet. Для проведения экспериментов был разработан адаптер адаптер, который формировал потоки данных со скоростью 10 Мбит/с (стандарт 10BaseT) и 100 Мбит/с (стандарт 100BaseTx) [24]. Была реализована устойчивая передача информации при длинах тестовых пакетов от 500 до 60000 байт. Помимо тестовых пакетов по эфиру производилась также передача файла размером 10 Мбайт (видеосюжет). Время этой передачи практически совпало со временем передачи того же файла по проводной линии, что сви-



детельствует о низком уровне ошибок при передаче файла с помощью хаотической беспроводной системы связи.

## **Б. Лабораторный макет сверхширокополосной прямохаотической системы связи в диапазоне 3...5 ГГц.**

Следующий этап экспериментальных исследований заключался в создании автономного лабораторного макета радиопередатчика, способного передавать цифровую информацию со скоростями 100Мб/сек в диапазоне 3...5 ГГц. Выбор частотного диапазона был продиктован требованиями комиссии IEEE, предъявляемыми к разрабатываемому в настоящее время стандарту беспроводной сверхширокополосной связи для мультимедийных приложений IEEE 802.15.3а.

В состав радиопередатчика (внешний вид которого изображен на рис. 9а), входят: передающий модуль, содержащий генератор сверхширокополосных хаотических сигналов в указанном диапазоне; модулятор; приемная часть и приемо-передающая антенна. Лабораторный макет включал также цифровой модуль, предназначенный для сопряжения приемо-передатчика с выходной шиной компьютера, и осуществляющий формирование управляющего потока модулирующих импульсов а также обработку сигнала на выходе аналоговой приемной части.

Эксперименты проводились в соответствии со схемой (рис. 10). В предварительных экспериментах передача осуществлялась по кабельному каналу. Первоначально передача осуществлялась по кабельному каналу (затухание (27-28 дБ).

Путем настройки параметров системы удалось достигнуть значений вероятности ошибок (BER)  $\sim 10^{-5}$ . При этом длина пакетов варьировалась от 32 байт до 1,5 Кбайт. Такое качество канала вполне обеспечивало достаточно уверенную передачу файлов между двумя компьютерами.

Далее передача пакетов осуществлялась по беспроводному каналу. Расстояние между макетами составляло 3...5м. Для передачи использовался

метод кодирования без возвращения к нулю (non return to zero –NRZ). Вид исходного инвертированного сигнала, формируемого цифровой частью и подаваемого на вход аналоговой части передатчика представлен на рис. 11 . Спектр мощности формируемого передатчиком потока хаотических радиоимпульсов изображен на рис. 9б . По уровню 10 дБ сигнал лежит в полосе ~ 2ГГц (от 3 до 5 ГГц).

На рис. 12-13 представлены результаты, полученные при передаче потока реальной цифровой информации между двумя персональными компьютерами (пакеты, передаваемые в формате Ethernet100).

Форма сигнала на выходе аналоговой части приемника изображена на рис. 12. Как видно из левого рисунка выходной сигнал характеризуется некоторой неравномерностью верхней части обрабатываемых импульсов, а также характерными джиттерами переднего и заднего фронтов (1...2нс). Это связано с тем, что высокочастотное хаотическое наполнение изменяется от импульса к импульсу. Внешний вид одного из фрагментов (мгновенный сигнал) представлен на рисунке 12 справа. Вместе с тем как следует из рисунка 12, что имеется возможность установления соответствующего уровня компаратора, необходимого для его однозначной обработки цифровой частью.

В результате цифровой обработки сигнала выходе цифровой части приемника формируется последовательность импульсов, внешний вид которой представлен на рис. 13. Этот сигнал практически не отличимый от исходного сигнала подаваемого на вход передатчика, поступает в дальнейшем на вход Ethernet – карты принимающего компьютера.

### **В. Макет малогабаритного радиопередатчика.**

Еще одной возможной областью применения прямохаотических систем являются беспроводные персональный коммуникационные системы, ориентированные на обмен цифровой информацией между различными периферийными устройствами, датчиками, сенсорами, бытовыми приборами и т.д., расположенными на относительно небольших расстояниях (~ от единиц до

нескольких десятков метров). Среди основных требований, выдвигаемых к такого класса устройствам – простота, технологичность и малое энергопотребление. Предварительные исследования показали, что на основе прямохаотической платформы могут быть созданы приемопередатчики с вышечисленными свойствами. Для проверки этих предварительных выводов был создан лабораторный макет малогабаритного приемопередатчика и проведено его экспериментальное исследование.

Внешний вид и блок-схема макета приёмопередатчика приведена на рис. 14. Он состоит из источника информации, цифрового блока (ЦБ), генератора хаоса (ГХ), демодулятора (Д), ключа (К) и антенны (А).

Принцип работы радиопередатчика следующий. Генератор хаоса вырабатывает непрерывный хаотический сигнал в полосе частот 3...5 ГГц. Сигнал с выхода генератора поступает далее на один из СВЧ-входов ключа. Второй СВЧ-вход ключа соединён с приёмником, а СВЧ-выход ключа подключён к антенне. Работой ключа управляет сигнал с выхода цифрового блока. Если он соответствует единичному биту (“1”) передаваемой информации, то сигнал с выхода генератора хаоса поступает в антенну и излучается в пространство. Напротив, нулевой информационный бит (“0”) переключает ключ в положение соединения антенны с приёмником, прерывая соединение антенны с генератором хаоса.

Цифровой блок, с одной стороны, преобразует сигнал с выхода источника информации в форму, необходимую для управления ключом, а, с другой стороны, содержит вторичный источник питания, вырабатывающий напряжения для питания генератора хаоса и приёмника. Моментами подачи питания на тот или иной из указанных блоков также управляет цифровой блок. Так, в режиме “Передача” необходимые напряжения питания подаются только на генератор хаоса и, наоборот, в режиме “Приём” генератор отключается, а питание поступает только на приёмник макета. В последнем случае, на выходе приёмника формируется сигнал, представляющий собой последовательность видеоимпульсов, соответствующих передаваемой информации. Видео-

импульсы поступают в цифровой блок, где претерпевают обратное преобразование информационного сигнала в исходный вид, воспринимаемый источником информации.

Структура сигналов в различных точках приемопередатчика изображена на рис.15.

С использованием созданных приемопередатчиков были проведены эксперименты по передаче звуковых фрагментов MP3-формата. MP3-файлы состояли из множества независимых друг от друга фреймов длиной до килобайта каждый. Для передачи из фреймов или их частей приготавливались пакеты, содержащие, кроме собственно музыкальной, служебную информацию. Компьютер с проигрывателем запрашивает у компьютера - источника определенные пакеты и, получая пакеты формирует и восстанавливает из них фреймы и воспроизводит музыкальный трек.

Эксперименты продемонстрировали устойчивую связь, позволяющую без искажения прослушивать музыкальные MP3-файлы на приемной стороне. В ходе экспериментов показана работоспособность устройств на расстоянии до 30 метров при скорости передачи информации 100-200Кбит/сек. Кратковременное нарушение условий распространения (экранирование принимаемого сигнала в непосредственной близости от приемной антенны) прерывало процесс воспроизведения музыкальных файлов. Тем не менее, восстановление беспроводного канала практически мгновенно возобновляло процесс воспроизведения без каких-либо дополнительных процедур инициализации или перезапуска.

#### **4. Области применения**

С тех пор как в начале 2002 года федеральная комиссия по коммуникациям США опубликовала частотный диапазон и спектральную маску мощности для нелицензируемых СШП систем связи [51], был предложен и проанализи-

рован ряд коммерческих приложений для систем сверхширокополосной связи в полосе 3.1...10.6 ГГц.

Анализ показал, что основной областью применения СШП сигналов являются беспроводные персональные локальные сети (wireless personal area networks – WPAN), для которых особое значение имеют низкая стоимость аппаратуры и малое энергопотребление. Такие сети разрабатываются, в частности, в рамках стандарта упоминавшегося выше стандарта IEEE 802.15.4a, предназначенного для передачи данных со скоростями до 1..3 Мбит/сек (агрегированная по сети скорость до 10 Мбит /сек) на расстояния до 100 метров. Кроме того устройства стандарта должны иметь возможность определять свое местоположение в сети. Для реализации задач стандарта предложено использовать несколько типов сигналов: ультракороткие импульсы и последовательности таких импульсов, сигналы с расширением спектра, хаотические радиоимпульсы. и сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Беспроводные сверхширокополосные средства связи для «умных домов и офисов» рассматриваются как одни из наиболее привлекательных продуктов, которые могут существенно расширить рынок WPAN. Кроме того, множество вспомогательных коммуникационных устройств также должны быть беспроводными и едиными, например, с сотовыми телефонами для более удобного использования.

При разработке сверхширокополосных WPAN необходимо учитывать ряд серьезных ограничений на излучаемый сигнал.

Во-первых, максимальная спектральная плотность сверхширокополосных сигналов ограничена величиной - 41,3 дБм/МГц, поэтому даже при использовании всего разрешенного диапазона интегральная излучаемая мощность не должна превышать - 2,4 дБм.

Вторым ограничением, накладываемым на параметры излучения, является ограничение на пиковую излучаемую мощность, которая не должна превышать 0 дБм в полосе 50 МГц. Таким образом, для полосы 500 мы имеем ограничение в 20 дБм и для полосы 2 ГГц – 32 дБм.

Наконец, третье ограничение на параметры накладываемся технологией. Как правило, напряжение питания в СШП нелицензируемых системах связи не превышает 2 В. Поэтому и напряжение на антенне не будет превышать 1 В. Если антенна согласована на 50 Ом, то пиковая мощность будет ограничена 10 мВт.

Исходной идеей для реализации сверхширокополосной связи была идея использования в качестве носителя информации сверхкоротких импульсов (при полосе частот 7,5 ГГц длина импульса около 150 псек.). Согласно этой идее каждому импульсу соответствует один бит информации, что делает обработку сигнала в приемнике очень простой.

Ряд предложений по использованию этой технологии был внесен при разработке стандарта IEEE 802.15.3a. Однако расчеты показывают, что дальность передачи при технологическом ограничении на амплитуду будет не более 10 метров.

Это обстоятельство не было принципиальным при разработке стандарта для высокоскоростной передачи данных, но является очень существенным при разработке стандарта для низкоскоростной передачи данных IEEE 802.15.4a. В этом стандарте дальность передачи должна быть, как минимум, 30 м. Для того, чтобы реализовать такие дальности нужно иметь на входе антенны напряжение  $\sim 3\text{В}$ , что входит в противоречие с технологическими тенденциями к снижению напряжения питания и потребляемой мощности. Еще более драматичной ситуация будет, если потребуется обеспечить дальность передачи на 50...60 и более метров.

Заметим, что из трех ограничений на излучаемую мощность именно третье ограничение является наиболее тяжелым для импульсных систем. Действительно, первое ограничение можно обойти, снижая скорость передачи, т.е. уменьшая число излучаемых в единицу времени импульсов. Второе ограничение оставляет возможность обеспечить дальность передачи до 1000м (в полосе 2 ГГц и при скорости 1000 бит/сек). Но третье ограничение снижает максимальную дальность передачи до 10 метров.

Выходом из этого положения является переход от передачи одного бита одним импульсом к передаче одного бита серией импульсов. В этом случае, при сохранении энергии излучаемой на один бит, можно снизить энергию, приходящуюся на один импульс, пропорционально числу импульсов в серии. Это означает переход от сигналов с единичной базой (процессингом) к сигналам с большой базой.

Переход к сигналам с большой базой содержится в той или иной форме в большинстве предложений по стандарту IEEE 802.15.4a. Однако при этом исходная идея простоты коротко импульсных систем начинает размываться.

Прямохаотические системы, у которых спектр мощности не зависит от длины импульса, а, следовательно, и от величины базы сигнала, не имеют энергетических ограничений свойственных системам с короткими импульсами и при любой скорости передачи сохраняют в системах связи идеологию «один бит – один импульс». Это является одним из главных их естественных преимуществ по сравнению со сверхширокополосными системами, использующими сверхкороткие импульсы, и существенно упрощает аппаратные решения.

В современных беспроводных сетях связи выбор той или иной технологии для использования определяется совокупностью характеристик, специфических для области применения. Для сверхширокополосных систем основные из этих характеристик сведены в Табл. 2, в которой приводится сравнительный анализ трех сверхширокополосных технологий: прямохаотической (СШП ПХСС); технологии, использующей частотное мультиплексирование (OFDM) и технологии, основанной на использовании ультракоротких видеоимпульсах. Сравнительная оценка технологий для каждого критерия приводится по трехбалльной шкале качества (хорошо – “+”; удовлетворительно – “0”; плохо – “-”)

Таблица 2.

|    | Характеристика                               | ПХСС | OFDM | Импульсы |
|----|--|------|------|----------|
| 1. | Потребление энергии                          | +    | 0    | +        |
| 2. | Простота реализации                          | +    | -    | 0        |
| 3. | Масштабирование по скоростям передачи        | +    | -    | +        |
| 4. | Определение местоположения                   | +    | -    | +        |
| 5. | Устойчивость к многолучевому распространению | +    | +    | 0        |
| 6. | Критичность к антенне                        | +    | +    | -        |
| 7. | Масштабирование по дальности                 | +    | -    | 0        |
| 8. | Синхронизация                                | +    | 0    | 0        |

**Потребление энергии.** Экономия в потреблении энергии ПХСС осуществляется за счет полномасштабного включения передатчика и приемника только на время их непосредственной работы. При пакетной передаче информации приемник и передатчик включаются только на время посылки или приема пакета. Кроме того, если производится передача информации со скважностью между битами больше чем единица, то на время между информационными позициями передатчик. Такой режим возможен благодаря большой длине импульсов (~ 100 нсек). Этой длительности хватает, чтобы в основном справиться с переходными процессами в системах питания и обеспечить выход работы элементов приемопередатчика на рабочий режим. Отметим, что добиться подобного результата с коротко импульсными системами значительно сложнее.

**Простота реализации.** Технология ПХСС реализуема на существующей технологической базе, начиная с 0,35мкм. В ней используется приемник прямого усиления.



**Масштабирование по скоростям передачи.** Технология ПХСС позволяет перекрыть диапазон скоростей передачи информации от единиц бит в секунду до 2...3 Гбит/сек. В коротко импульсных системах увеличение скорости передачи свыше 100 Мбит/сек приводит к значительному усложнению структуры системы

**Определение местоположения.** Технология имеет хорошие характеристики по определению местоположения передающего устройств. Эти характеристики определяются полосой частот хаотического сигнала (мы предлагаем использовать полосы от 2 ГГц и выше). Таким образом, точность определения местоположения примерно такая же, как у коротко импульсных систем. Системы на основе OFDM не могут быть использованы для определения местоположения с высокой точностью, в силу большой длительности базовых сигналов.

**Устойчивость к многолучевому распространению.** Защита от замираний в ПХСС обеспечивается автоматически в силу большой базы сигнала. При малых и средних скоростях передачи, защита от межсимвольной интерференции, как показано выше, эффективно обеспечивается путем введения защитных интервалов. Кроме того, в случае многолучевого распространения возникает значительный энергетический выигрыш по отношению к однолучевому, из-за эффекта многолучевого усиления.

**Критичность к антенне.** Диаграмма направленности антенны для хаотического сигнала определяется диаграммами направленности на отдельных частотах внутри частотного диапазона. Здесь не может происходить развалов диаграммы, характерных для ультракоротко импульсных и коротко импульсных систем. Таким образом, технология не критична к антеннам. Могут быть использованы антенны обычных типов, обеспечивающие необходимую широкополосность. При этом достаточно просто реализовать как ненаправленную, так и направленную диаграммы.

**Масштабирование по дальности.** Технология позволят реализовать системы передачи, эффективно работающие на очень малых, малых, средних,

больших и очень больших дальностях. Эти возможности определяются большим диапазоном изменения скоростей передачи информации, возможностью использования как всенаправленных, так и направленных антенн, а также возможностью применения к хаотическим сигналам стандартной усилительной техники. Ограничения на масштабирование коротко импульсных систем связаны с упоминавшимися технологическими ограничениями.

**Синхронизация.** Требования к синхронизации в СШ ПХСС определяются длительностью хаотических радиоимпульсов. Требуемая точность синхронизации составляет примерно 10% от длительности импульса. Так, например, при длительности импульса 100 нсек требуемая точность синхронизации составит 10 нсек. В системах с ультракороткими импульсами требуемая точность синхронизации составляет 10...20 псек, а в коротко импульсных системах 0,1...0,2 нсек. Причем эти требования должны выполняться независимо от того решает система задачу определения местоположения или нет. Поэтому выигрыш СШ ПХСС по требованиям к синхронизации составляет от 50 до 500 раз.

Таким образом по совокупности характеристик развиваемая беспроводная сверхширокополосная прямохаотическая платформа достаточно перспективной.

В заключение необходимо отметить, что технология прямохаотической связи предложена Институтом радиотехники и электроники РАН совместно с в рамках международной рабочей группы комитета IEEE по стандартизации совместно с Институтом Передовых Технологий (SAIT) корпорации Samsung Electronics в январе 2005 года предложена в качестве технологии для нового стандарта беспроводных персональных коммуникационных сетей (WPAN) - IEEE802.15.4a. В марте 2006 года международной рабочей группой принято решение о ее включении в разрабатываемый стандарт в качестве опционального варианта.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (Грант № 05-02-17667) и аналитиче-

ской ведомственной целевой программы «Развитие потенциала высшей школы» на 2006-2007 гг. Минобрнауки.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Дмитриев А.С., Кислов В.Я., Панас А.И и др.* Система связи с шумовой несущей: А.с. 279024 СССР, 1985.
2. *Fujisaka H., Yamada T.* // Prog. Theor. Phys. 1983. V. 69. P. 32.
3. *Pikovsky A.* // Z. Physik B. 1984. V. 55. P. 149.
4. *Афраймович В.С., Веричев Н.И., Рабинович М.И.* // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 1986. Т. 29. № 9. С. 1050.
5. *Pecora L.M., Carroll T.L.* // Phys. Rev. Lett. 1990. V. 64 № 8. P. 821.
6. *Chua L.O., Kocarev L., Eckert K. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. P. 705.
7. *Andreyev Yu.V., Belsky Yu.L., Dmitriev A.S.* // Proc. Int. Seminar Nonlinear Circuits and Systems. Moscow, Russia, 1992. V. 1. P. 51.
8. *Cuomo K., Oppenheim A.* // Phys. Rev. Lett. 1993. V. 71. № 1. P. 65.
9. *Halle K.S., Chai W.W., Itoh M. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1993. V. 3. № 2. P. 469.
10. *Hasler M., Dedieu H., Kennedy M., Schweizer J.* // Proc. of Int. Symp. on Nonlinear Theory and Application. Hawaii, USA, 1993. P. 87.
11. *Волковский А.Р., Рутьков Н.В.* // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. № 3. С. 71.
12. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О.* Эксперименты по передаче музыкальных и речевых сигналов с использованием динамического хаоса: Препринт № 12(600). М.: ИРЭ РАН, 1994.

13. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Емец С.В. и др.* // Письма в ЖТФ. 2000. Т. 26. № 14. С. 53.
14. *Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O.* // IEEE Trans. 1997. V. CS-44. P. 927.
15. *Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O.* // IEEE Trans. 1998. V. CS-45. P. 1129.
16. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9.
17. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* Прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне: Препринт № 1 (625). М.: ИРЭ РАН, 2000.
18. *Дмитриев А.С., Старков С.О.* // Зарубеж. радиоэлектроника. Усп. совр. радиоэлектроники. 1998. № 11. С. 4.
19. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др.* Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Пат. РФ № 2185032. 27.07.2000.
20. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O.* Electronic NonLinear Science Preprint. <http://arxiv.org/abs/nlin.CD/0110047>.
21. *Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Панас А.И. и др.* //Зарубеж. радиоэлектроника. Усп. совр. радиоэлектроники. 2003. № 9. С. 26.
22. *Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2003. V. 13. № 6. P. 1495.

23. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др.* // РЭ. 2001. Т. 46. № 2. С. 224.
24. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И. и др.* // РЭ. 2002. Т. 47. № 10. С. 1219.
25. *Dmitriev A.S., Hasler M., Panas A.I. et al.* // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2003. V. 6. № 1. P. 488.
26. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И. и др.* // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29. № 2. С. 70.
27. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2005. V. 15. No. 11.
28. *Дмитриев А.С., Кинев А.В., Клецов А.В. и др.* Дистанционное управление мобильными объектами с помощью сверхширокополосных хаотических СВЧ сигналов: Препринт № 1 (639). М.: ИРЭ РАН, 2005.
29. *Reis C.A., Zellenz J.E.* Pat. USA №3178655. 1961. С1. 331-78.
30. *Мясин Е.А., Кислов В.Я., Богданов Е.В.* Способ генерирования электромагнитных шумовых колебаний: А.с. 1125735 СССР, 1984. Б.И. №43
31. *Кислов В.Я., Залогин Н.Н., Мясин Е.А.* // РЭ. 1979. Т. 24 № 6. С. 118.
32. *Кислов В.Я.* // РЭ. 1980. Т. 25 № 8. С. 1683.
33. *Анисимова Ю.В., Дмитриев А.С., Залогин Н.Н. и др.* // Письма в ЖЭТФ. 1983. Т. 37 № 8. С. 387.
34. *Безручко Б.П., Кузнецов С.П., Трубецков Д.И.* // Письма в ЖЭТФ. 1979. Т. 29. № 3. С. 180.

35. Безручко Б.П., Булгакова Л.В., Кузнецов С.П. и др. // РЭ. 1983. Т. 28 № 6. С. 1136.
36. Кислов В.Я. // РЭ. 1993. Т. 38 № 10. С. 1783.
37. Дмитриев А.С., Иванов В.П., Лебедев М.Н. // РЭ. 1988. Т. 33. № 5. С. 1085.
38. Kennedy M. // IEEE Trans. 1994. V. CS-41 № 11. P. 771.
39. Feo O., Maggio G., Kennedy M. // Int. J. of Bifurcation and Chaos. 2000. V. 10. № 5. P. 935.
40. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Хилинский А.Д. Принципы компьютерного моделирования транзисторных генераторов хаоса в пакете ADS (Advanced Design System): Препринт № 5(633). М.: ИПЭ РАН 2003. 58 С.
41. Antognetti P., Massobrio G. Semiconductor device modelling with SPICE. New York: MCGraw-Hill, 2nd ed., 1993.
42. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М: Физматлит, 2002.
43. Proakis John G. Digital communications. New York: MCGraw-Hill, 3rd ed., 1995.
44. Channel Modeling Sub-committee Report Final.  
[http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15\\_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip), 2002

45. Channel Modeling Sub-committee Report Final. [http:// grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf), 2004.
46. *Cramer J.M., Scholtz R.A., Win M.Z.* // Proc. of MILCOM'99. Atlantic city, USA, 31 oct - 3 nov 1999. V. 2. P. 1191.
47. *Ghassemzadeh S., Jana R., Rice C., et al.* // IEEE UWBST'02. Baltimore, USA, 2002.
48. *Win M.Z., Scholtz R.A.* // IEEE Comm. Lett. 1998. V. 2. № 2. P. 10.
49. *Foerster J.R., Li Q.* [http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Sep02/02368r1P802-15\\_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report.doc](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Sep02/02368r1P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report.doc). 2003.
50. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В и др.* // Труды 1-й Межд. конф. “Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике”. Суздаль, Россия, 27-29 сентября 2005. С. 147.
51. FCC News Release. Feb. 14. 2002. <http://www.fcc.gov/headlines2002.html>

Подписи к рисункам статьи:

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СВЯЗЬ НА ОСНОВЕ  
ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА** (авторы: А.С. Дмитриев и др.)

Рис. 1. Емкостная трехточечная схема (генератор Колпитца).

Рис. 2. Бифуркационная диаграмма трехточечной схемы генератора с биполярным транзистором VFP620 с экспоненциальной вольт-амперной характеристикой. Диапазон частот - килогерцы. Параметры схемы:  $C_1=0.5$  пФ,  $C_2=0.5$  пФ,  $L=9.1$  мГн,  $R=80$  Ом,  $V_{cc}=3$  В.

Рис. 3. Бифуркационная диаграмма трехточечной схемы генератора с биполярным транзистором VFP620 (модель Гуммель-Пуна). Диапазон частот – килогерцы. Параметры схемы:  $C_1=0.5$  пФ,  $C_2=0.5$  пФ,  $L=9.1$  мГн,  $R=80$  Ом,  $V_{cc}=3$  В.

Рис. 4. Спектр мощности сигнала в трехточечной схеме генератора с моделью Гуммель-Пуна для транзистора VFP620. Параметры системы при  $\gamma=2$ :  $C_1=0.5$  пФ,  $C_2=0.5$  пФ,  $L=9.1$  мГн,  $R=80$  Ом,  $V_{cc}=3$  В,  $I_0=1.951$  мА. (а) Килогерцовый диапазон частот.  $\gamma=2$ ; (б) Мегагерцовый диапазон частот.  $\gamma=2 \cdot 10^3$ ; (с) Гигагерцовый диапазон частот.  $\gamma=2 \cdot 10^6$ .

Рис. 5. Бифуркационная диаграмма трехточечной схемы генератора с биполярным транзистором VFP620 (модель Гуммель-Пуна). Мегагерцовый диапазон частот. Параметры системы при  $\gamma=2 \cdot 10^3$ :  $C_1=0.5$  пФ,  $C_2=0.5$  пФ,  $L=9.1$  мГн,  $R=80$  Ом,  $V_{cc}=3$  В.

Рис. 6. Спектр мощности сигнала в трехточечной схеме генератора с биполярным транзистором VFP620. Параметры системы:  $\gamma=2 \cdot 10^6$ ,  $C_1=0.5$  пФ,  $C_2=0.5$  пФ,  $L=9.1$  мГн,  $R=80$  Ом,  $V_{cc}=3$  В,  $I_0=4.475$  мА.

Рис. 7. Структура прямохаотической системы связи (ПХСС).

Рис. 8. Зависимость вероятности ошибки на бит ( $P_{ош}$ ) от отношения сигнал/шум ( $C/Ш$ ). 1 – “ОК” модуляция, ширина полосы – 2 ГГц; 2 - “PPM” модуляция, ширина полосы – 2 ГГц; 3 - “ОК” модуляция, ширина полосы – 500 МГц; 4 - “PPM” модуляция, ширина полосы – 500 МГц.

Рис.9. Внешний вид лабораторного макета (а) и форма спектральной характеристики сверхширокополосного хаотического сигнала (б).



Рис.10 . Схема экспериментов с макетами приемопередатчиков.

Рис. 11 Форма исходного сигнала

Рис. 12 Форма сигнала на выходе демодулятора (аналоговая часть приемника): слева- сам сигнал, справа – один из мгновенных фрагментов.

Рис.13 . Форма сигнала на выходе приемника (цифровая часть).

Рис.14. (а) – внешний вид макета приёмопередатчика; (б) – структура макета приемопередатчика.

Рис.15 . Структура сигнала в различных точках макета: 1,7 – сигнала на входе/выходе устройства; 2 – модулирующий сигнал на входе генератора хаоса; 3 – поток хаотических радиоимпульсов, излучаемых в беспроводный канал; 4 – принимаемый сигнал; 5 – сигнал на выходе детектора; 6 – сигнал на входе цифровой платы трансивера.

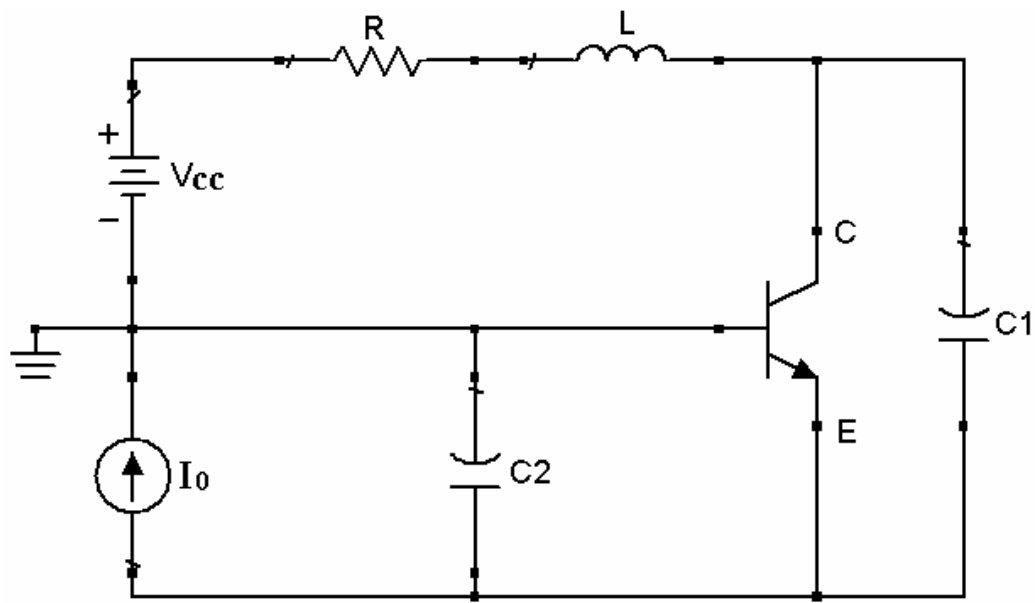


Рис. 1.

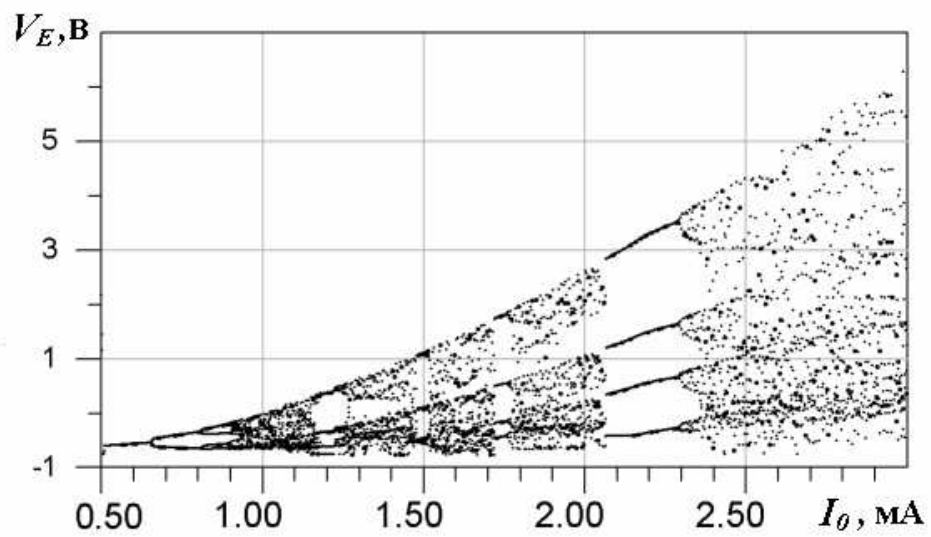


Рис. 2.

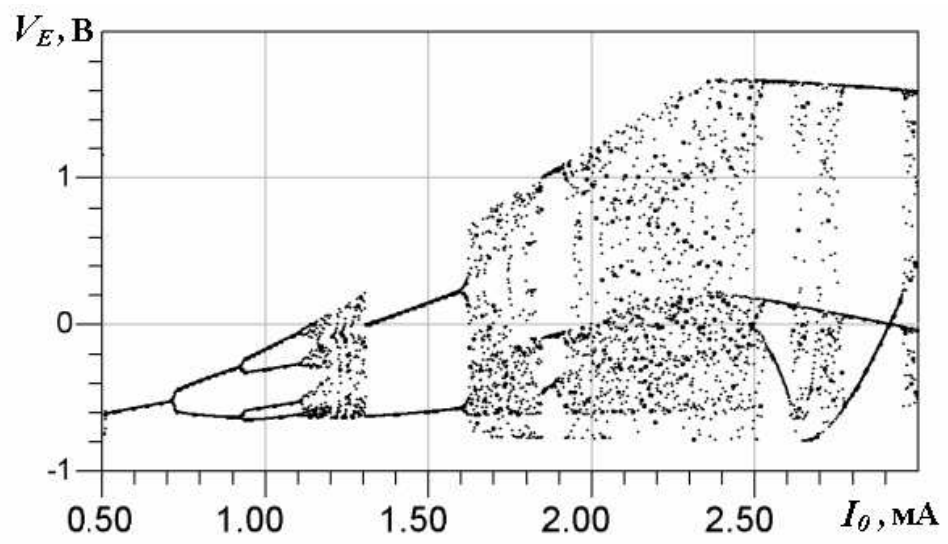
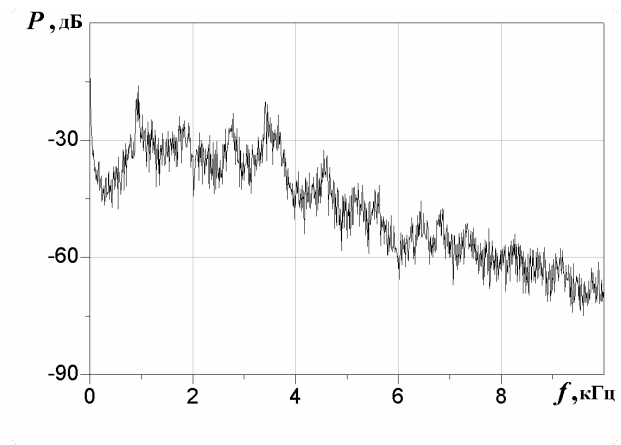
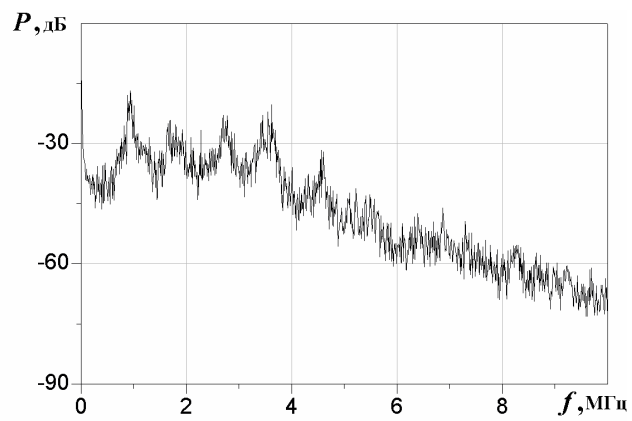


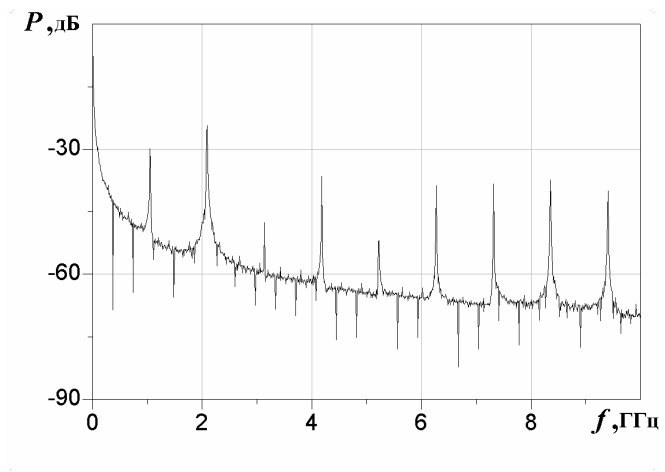
Рис. 3



a)



b)



c)

Рис. 4.

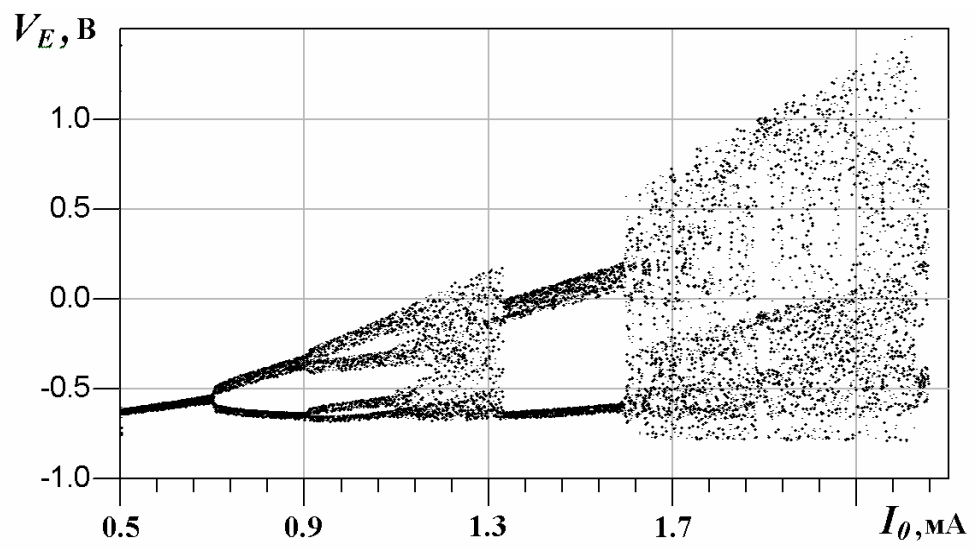


Рис. 5.

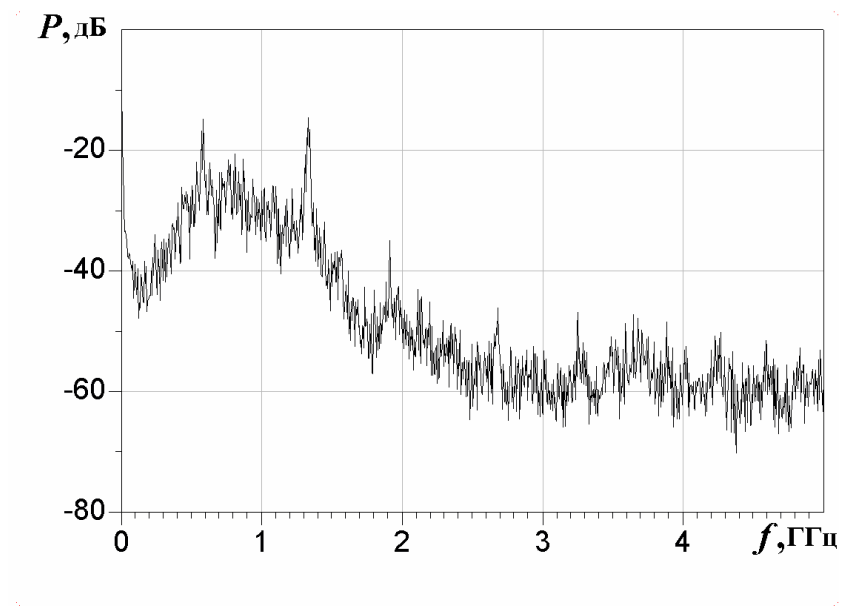


Рис. 6.



Рис.7.



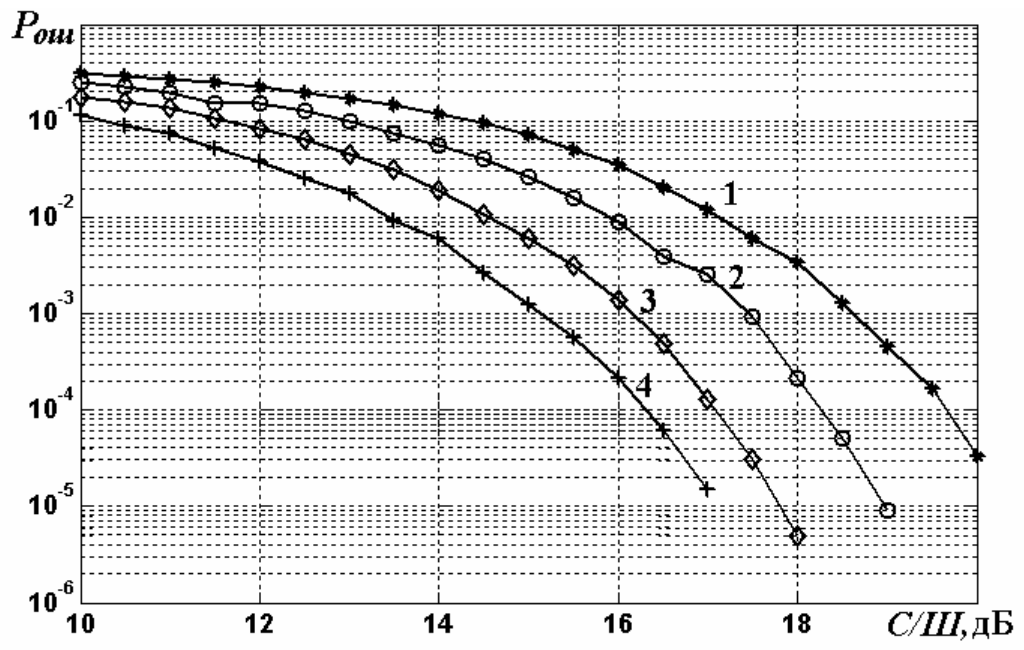
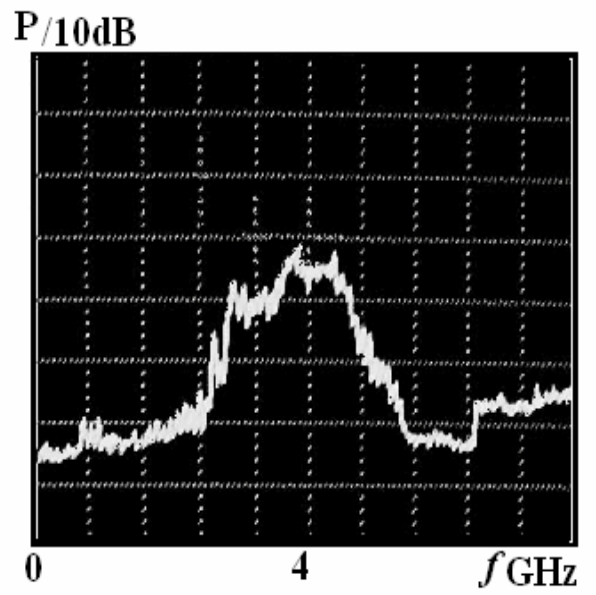


Рис .8.



а)



б)

Рис.9.

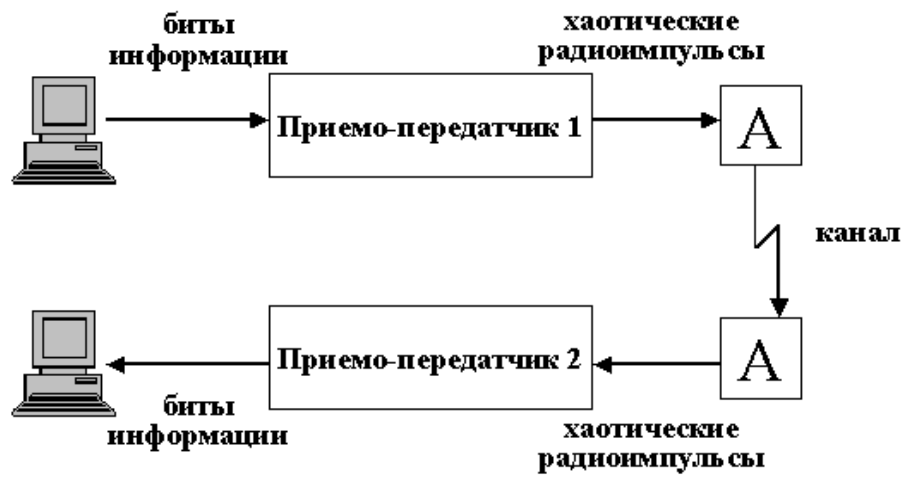


Рис.10.

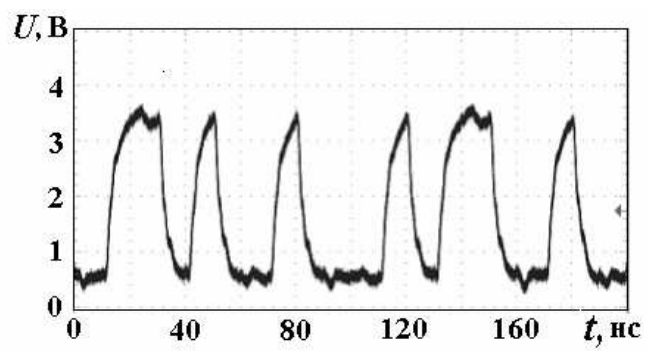


Рис. 11.

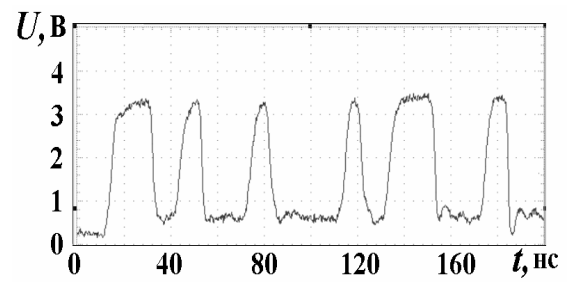
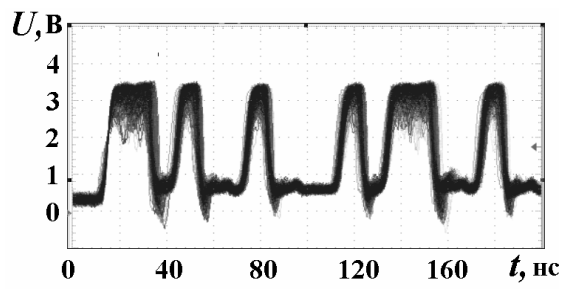


Рис. 12

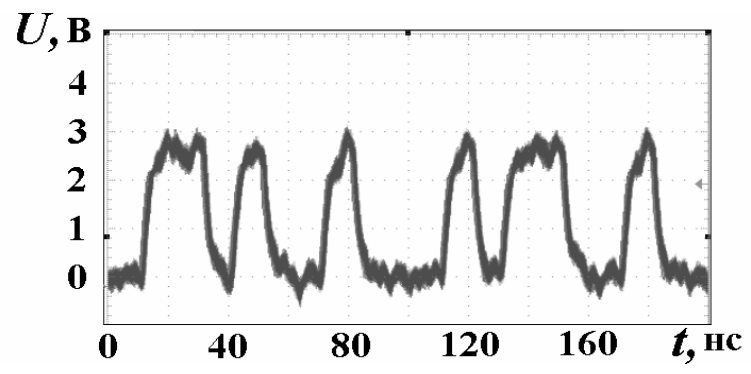
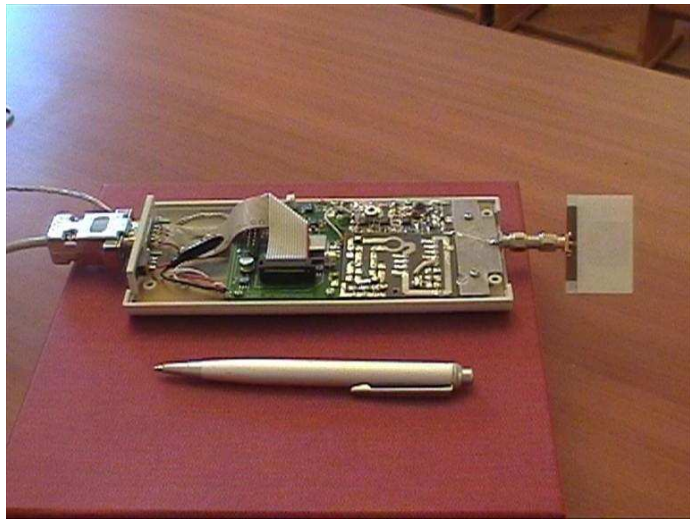
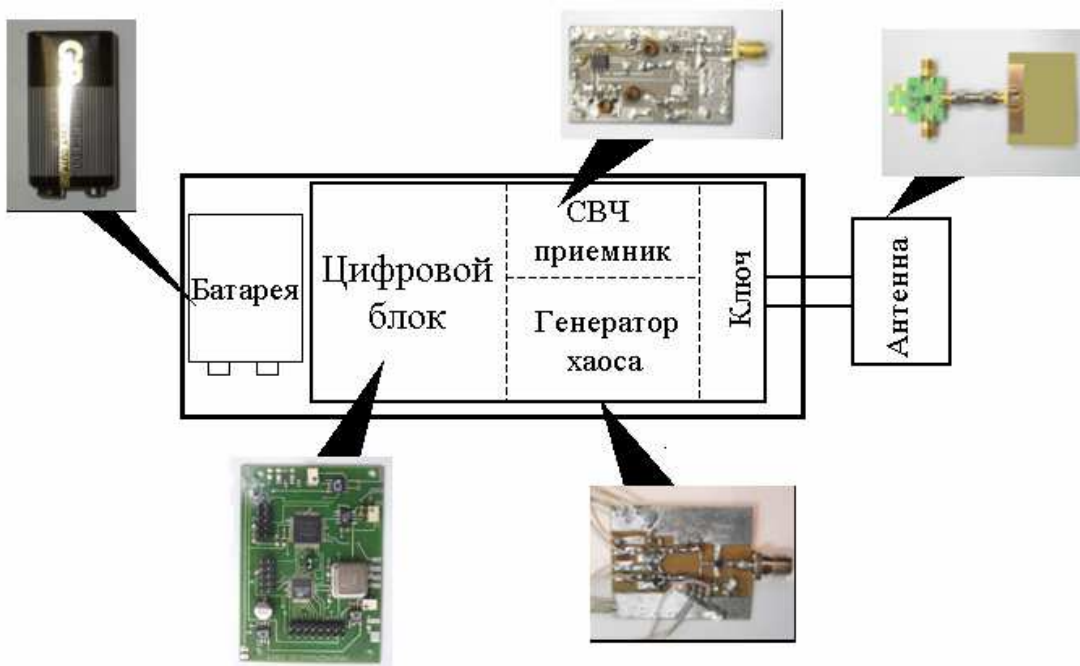


Рис.13.



a)



b)

Рис. 14

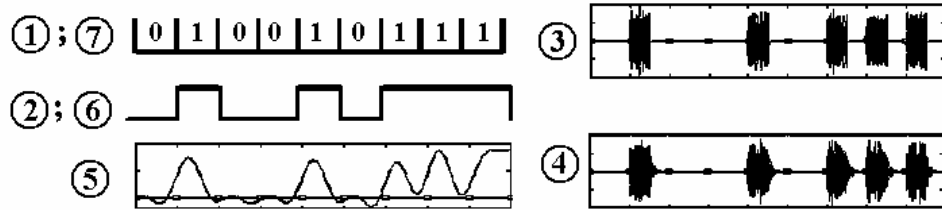
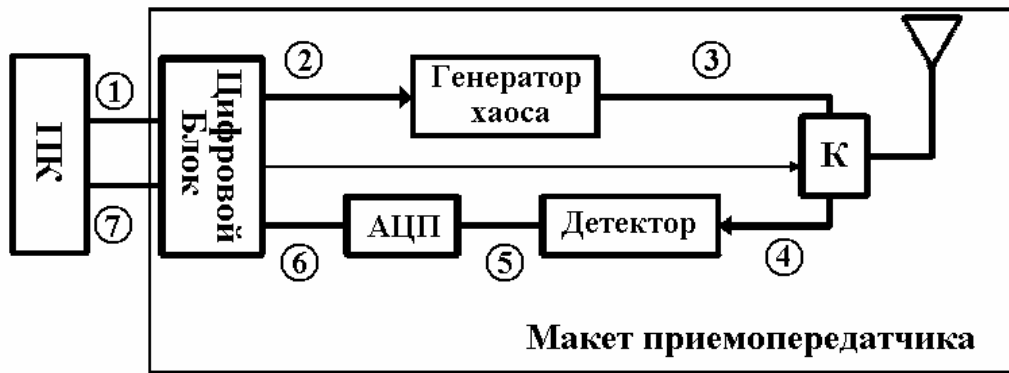


Рис. 15.



# **ULTRA WIDE BAND WIRELESS COMMUNICATIONS USING DYNAMICAL CHAOS**

A.S. Dmitriev, A.V. Kletzov, A.M. Laktushkin,  
A.I.Panas, S.O.Starkov, A.D. Hilinsky

*Abstract.* Investigation on use dynamical chaos for communications are actively provided for 15 years. Last time significant progress in chaos application in Wireless Ultra Wideband Communication is achieved. Number of questions concerning this communication technology is discussed in this paper