



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.12.20>

УДК: 621.396, 621.391

## ИНТЕРВАЛЬНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ: ТЕОРИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТ

Л.В. Кузьмин, Е.В. Ефремова, М.М. Петросян, В.В. Ицков

ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН  
125009, Москва, ул. Моховая, 11, корп.7

Статья поступила в редакцию 30 ноября 2023 г.

**Аннотация.** Предложен подход, который позволяет снизить негативное влияние многолучевого распространения сигнала в беспроводном канале связи, проявляющееся в виде межимпульсной интерференции, за счет использования интервально-импульсной модуляции сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Интервально-импульсная модуляция дает возможность увеличить временной интервал между импульсами без ущерба для средней скорости передачи данных. Показана целесообразность применения данного метода в сверхширокополосных каналах сверхвысокочастотного диапазона с многолучевым распространением. Исследована помехоустойчивость метода в канале с белым шумом. Описана экспериментальная реализация метода.

**Ключевые слова:** сверхширокополосные сигналы, позиционная модуляция, интервально-импульсная модуляция, хаотические радиоимпульсы, обнаружение хаотических сигналов.

**Финансирование:** Государственное задание ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, код научной темы FFWZ-2022-0006.

**Автор для переписки:** Кузьмин Лев Викторович, [lvkuzmin@gmail.com](mailto:lvkuzmin@gmail.com)

## Введение.

С конца 20 века использование сверхширокополосных (СШП) сигналов [1, 2] в гражданских беспроводных системах связи находится в центре внимания научного сообщества. На сегодняшний день некоторые СШП технологии уже реализованы на практике. Начало массовых исследований и внедрения таких технологий связывают с внедрением СШП спектральной маски Федеральной комиссией по связи США [3], вслед за чем последовала разработка ряда международных стандартов СШП беспроводной связи, таких как IEEE 802.15. За [4, 5] (в конечном итоге не принят), IEEE 802.15.4a [6], IEEE 802.15.6 [7] и IEEE 802.15.4z [8-10]. Некоторые крупные производители бытовой электроники уже включили СШП решения в свои устройства.

С самого начала было ясно, что развитие методов модуляции и приема СШП-сигналов столкнется с тремя классическими проблемами беспроводной связи: шум приемника, многолучевое распространение и узкополосные помехи. Каждая из этих проблем представляет собой отдельное направление исследований.

Первоначально целью применения СШП сигналов в беспроводных системах было достижение высоких скоростей передачи при низкой излучаемой мощности (по сравнению с узкополосными системами). Предполагалось, что достижение этой цели возможно за счет использования УК импульсов [4, 5]. Однако, как показали исследования, для достижения приемлемых характеристик по дальности и помехоустойчивости одиночные УК импульсы нецелесообразно использовать из-за эффектов многолучевого распространения, проявляющихся в межимпульсной интерференции.

В связи с этим в стандарты СШП связи IEEE 802.15.4a [6], IEEE 802.15.6 [7] и IEEE 802.15.4z [8-10] вошли СШП сигналы, которые представляют собой пачки из УК импульсов, а не одиночные импульсы, т.е. сигналы с большой базой (размерностью), в которых полоса частот, которую занимает сигнал, не зависит от длительности пачки. При таком подходе на передний план выходят вопросы модуляции и кодирования УК импульсов. Одна из основных схем модуляции УК

импульсов, которая рассматривалась как рабочая, это позиционная модуляция (ПМ). Для СШП импульсов возможность переключения между частотными диапазонами ограничена, поэтому практически доступна лишь манипуляция положением импульса на оси времени и знаком импульса, что можно использовать для ортогонализации последовательностей из СШП импульсов при решении задач организации множественного доступа или улучшения помехоустойчивости.

Число работ, посвященных исследованию позиционной модуляции СШП импульсов, постоянно растет. Мотивом для анализа уже существующих и разработки новых типов ПМ служит желание улучшить помехоустойчивость в канале с шумом и многолучевым распространением, а также организовать разделение пользователей.

В первую очередь практический интерес представляет анализ многолучевого распространения [11-14]. В [15] используется подстройка моментов излучения УК импульсов, подвергнутых ПМ, для когерентного сложения наиболее мощных лучей в точке приема. В [16] предложен метод увеличения отношения сигнал-шум в многолучевом канале за счет накопления энергии лучей, в том числе в контексте определения оптимального интервала накопления сигнала [17] в схеме с автокорреляционным приемом. В [18, 19] приведен анализ характеристик цифровой ИИМ для СШП с энергетическим приемом для моделей каналов IEEE 802.15.3a и IEEE 802.15.4a. Многолучевые каналы согласно моделям стандарта IEEE 802.15.6, рассмотрены в [20], где сделана оценка оптимальной длительности интервала накопления при энергетическом детектировании в многолучевых каналах стандарта IEEE 802.15.6, и в [21], где исследованы характеристики СШП систем при использовании ПМ.

В [22] рассмотрены различные варианты расширяющих последовательностей для обеспечения устойчивости к многолучевому распространению при использовании ПМ для внутриспутниковой связи.

Также имеются работы, посвященные разработке и исследованию различных схем ПМ в канале с шумом [23-26]. В [27] исследуется помехоустойчивость некоторых типов модуляции УК импульсных сигналов одновременно при действии шума и многолучевого распространения.

Рассматриваются способы увеличения числа импульсов на символ для ортогонализации символов между собой и увеличения числа пользователей [28].

Анализируются методы пространственного разнесения приемопередающих узлов, в которых используется ПМ: в [29] предлагается схема адаптивного разнесения при передаче для УК импульсов подвергнутых ПМ, где множество излученных сигналов когерентно складываются в точке приема. В [30] предлагается метод пространственно временного кодирования при использовании ПМ.

В [31, 32] рассматриваются различные практические аспекты применения ПМ.

Интересно отметить, что ряд идей для модуляции УК импульсов заимствован из оптических коммуникационных систем, где ПМ необходима для преодоления проблем, связанных с символьной синхронизацией в световых или лазерных беспроводных системах. При этом и в СВЧ диапазоне, и в оптическом диапазоне с теоретической точки зрения приходится иметь с импульсными сигналами с большой размерностью и примерно с одним и тем же набором проблем. В [33] вводится понятие ИИМ в оптике, а в [34] оценивается помехоустойчивость оптического канала связи с использованием ИИМ. В [35] дается обзор различных методов ПМ в оптике. В [36] вводится новый тип многоуровневой ИИМ. В [37] приводится сравнительный анализ различных изохронных и неизохронных методов ПМ в оптике.

Позиционная модуляция также применяется в сочетании с хаотическими сигналами, где хаотические последовательности используются для модуляции положения и знака УК импульсов [38-43]. Имеется ряд схем ПМ, где используются фрагменты хаотических сигналов [44-47].

Предлагалось применение ПМ с использованием хаотических сигналов в подводной связи [48, 49].

В настоящей статье рассматривается подход к ПМ модуляции СШП хаотических радиоимпульсов, в рамках прямохаотической связи [50-54]. Практический интерес к анализу ПМ с точки зрения приема СШП хаотических радиоимпульсов объясняется двумя обстоятельствами:

1) имеется потенциальная возможность избавиться от ненулевого порога принятия решения при приеме символов, кодируемых положением хаотического радиоимпульса на временной оси;

2) проанализировать возможности увеличения передаваемого числа бит на символ. Последнее интересно, так как СШП беспроводные системы характеризуются большой диспропорцией между реально передаваемым объемом данных и занимаемой полосой частот, что является платой за достижение требуемого уровня энергии СШП символа и помехоустойчивости в реальных каналах связи.

Новизна работы заключается в том, что рассматривается ИИМ для СШП хаотических радиоимпульсов, оценивается скорость передачи при использовании такого вида модуляции, определяются статистические характеристики в терминах зависимости вероятности ошибки на бит от нормированного на бит отношения сигнал/шум, и описывается экспериментальная реализация предложенного метода.

## **1. Схема модуляции и демодуляции.**

Здесь ИИМ анализируется применительно к модели СШП ЛЧМ импульсов и к СШП хаотическим радиоимпульсам [50-53], размерность которых составляет  $B = 2T_p \Delta F$ ,  $T_p$  – длительность импульса,  $\Delta F$  – полоса немодулированного сигнала.

В схеме двухпозиционной амплитудной манипуляции (2АМ) (рис. 1а) наличие импульса на определенной временной позиции кодирует, например “1”, а отсутствие – “0”. Длительность позиции, на которой может располагаться

импульс, составляет  $T_P + T_G$ , где  $T_P$  длительность импульса, а  $T_G$  – длительность защитного (пассивного) интервала после него.

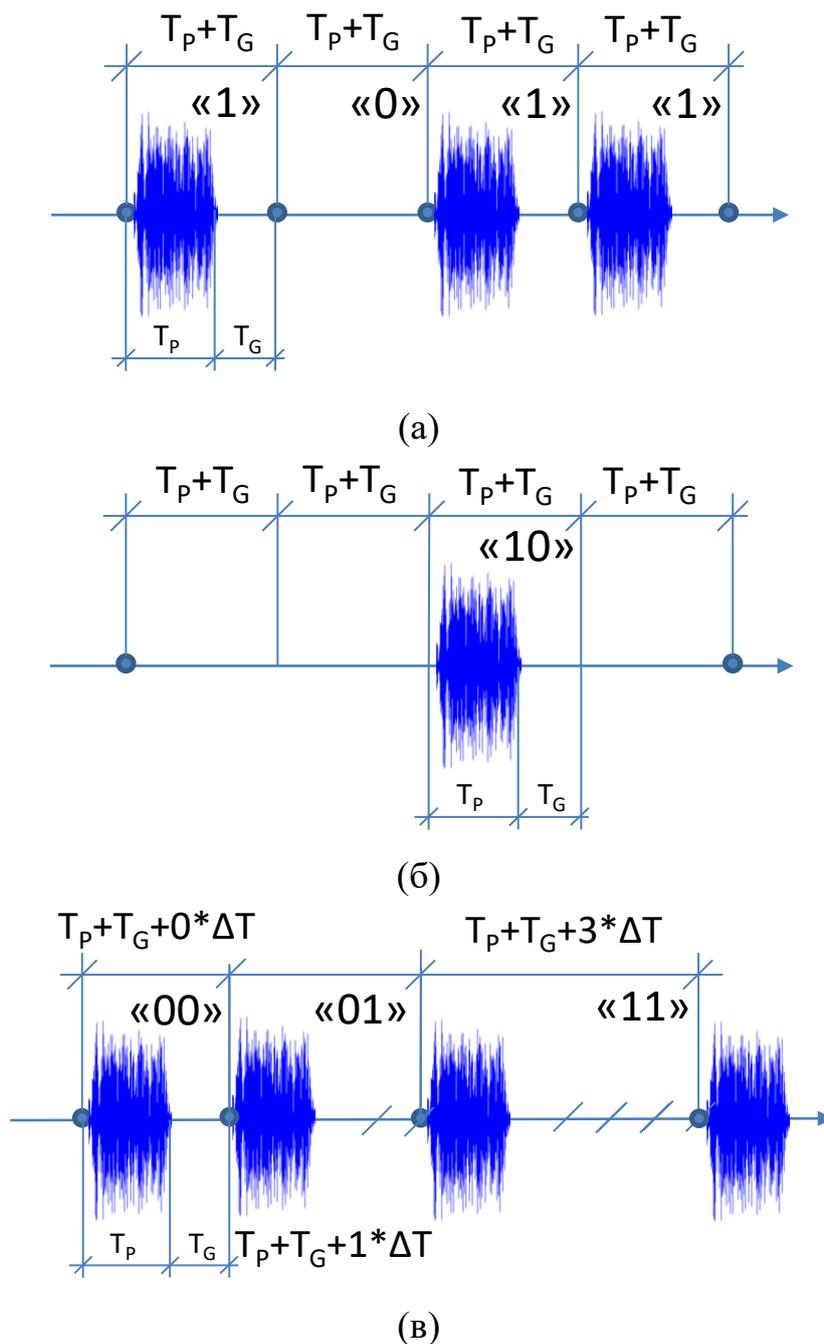


Рис. 1. Схемы модуляции СШП радиоимпульсов: а) 2АМ; б)  $2^K$ -ПМ,  $K = 2$ , закодирован символ «10»; в) ИИМ,  $K = 2$ , первая пара импульсов кодирует символ «00», вторая – «01», третья – «11».

В случае ПМ интервал (рис. 1б), на котором располагается импульс, кодирующий один символ, делится на  $2^K$  позиций длительностью  $T_P + T_G$  каждая, где  $K$  – число бит на символ. Номер позиции, на которой располагается импульс, кодирует передаваемый символ.

В ИИМ (рис. 1в) информация о передаваемом символе кодируется интервалом времени между двумя последовательно передаваемыми друг за другом импульсами: временной отрезок кодирует  $K$  бит информации (рис. 2в). Интервал между импульсами определяется, как постоянное расстояние  $T_G$  плюс переменная составляющая  $b_i \Delta T$ , пропорциональная номеру позиции  $b_i$  передаваемого  $i$ -го символа (рис. 1в),  $b_i = 0 \dots K - 1$ . Шаг манипуляции  $\Delta T$  и длительность защитного интервала  $T_G$  должны подчиняться условию  $\Delta T = T_G / (2^K - 1)$ .

Пусть здесь и далее  $c(t)$  – СШП сигнал с единичной дисперсией,  $t_i$  – момент начала  $i$ -го символа. Длительность интервала, на котором он расположен, составляет  $T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$ , так что  $i+1$  символ начинается в момент времени  $t_{i+1} = t_i + T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$ . На отрезке  $(t_i, t_i + T_P)$  расположен  $i$ -й радиоимпульс  $p_i(t)$  длительности  $T_P$ , за которым следует защитный интервал длительности  $T_G$ , где

$$p_i(t) = \sqrt{K/E_C} c_i(t), \quad (1)$$

здесь  $E_C$  – средняя энергия импульса

$$E_C = \langle (1/T_P) \int_{t-T_P}^t c^2(\tau) d\tau \rangle. \quad (2)$$

При такой нормировке  $E_B = 1$  и в  $2^K$ -ПМ и в  $2^K$ -ИИМ амплитуда импульса, кодирующего символ, пропорциональна величине  $\sqrt{K}$ , где  $K$  – число бит на символ.

В канале с шумом  $2^K$ -ИИМ может относиться как к ортогональным, так и к неортогональным типам модуляции. ИИМ является ортогональной, если шаг манипуляции  $\Delta T$  равен длительности импульса  $\Delta T = T_P$ . Если шаг манипуляции составляет долю от длительности импульса, то ортогональность теряется.

Схема приема (демодуляции) изображена на рис. 2. Пусть  $s(t) = s_M(t) + n(t)$  – сигнал, поступающий на вход приемника, где  $s_M(t)$  модулированный СШП сигнал,  $n(t)$  – шум. Рассматриваемая здесь теоретическая модель приема предполагает, что отрезок времени, начиная с момента  $\tau_0 = t_i + T_P + T_G$   $i$ -го символа (момент  $t_i$  начала  $i$ -го символа известен),

разбивается на  $2^K$  подинтервалов  $\epsilon_k$ , на которых можно ожидать появления  $i + 1$  импульса:  $\epsilon_k = (\tau_0 + (k - 1)\Delta T, \tau_0 + k\Delta T)$ ,  $k = 1 \dots 2^K$ .

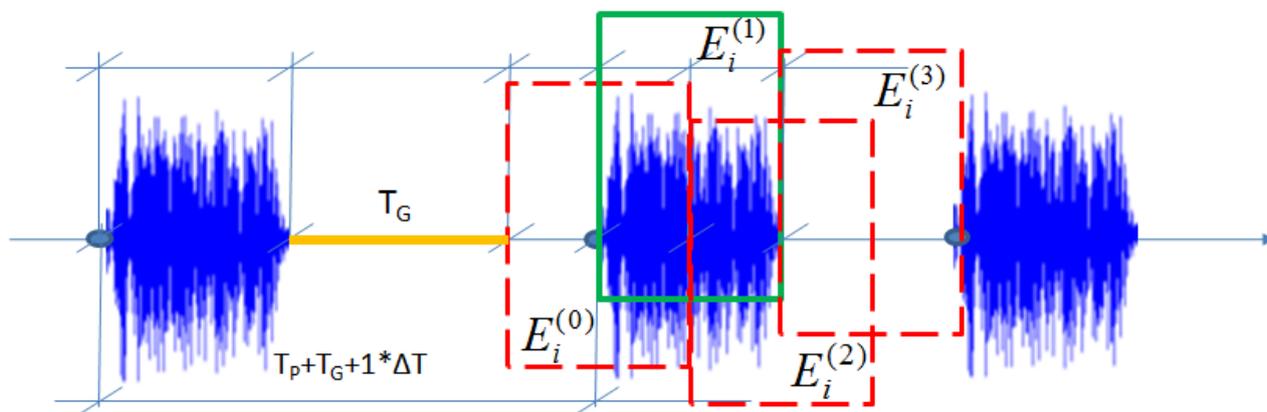


Рис. 2. Схема определения наличия или отсутствия импульса на заданной временной позиции в  $2^K$ -ИИМ,  $K = 2$ .

Для принятия решения о наличии или отсутствии импульса на подинтервалах  $\epsilon_k$  формируется набор оценок энергий  $E_i^{(k)}$  сигнала, где  $E_i^{(k)} = \int_{\epsilon_k} s^2(t)dt$ . Решение о наличии импульса на  $k$ -ом интервале принимается, если энергия на  $k$ -ом интервале  $E_i^{(k)} > E_i^{(j)}$ , для всех  $j$  из множества  $1 \dots K$ , кроме  $j = k$ .

Данная схема приема относится к классу статистических схем с нулевым порогом принятия решения.

## 2. Влияние межимпульсной интерференции

Идея устранения межимпульсной интерференции основана на увеличении интервала времени между импульсами: чем он больше, тем меньше вероятность, что многолучевое эхо от предшествующего символа окажет влияние на текущий. Ключевым параметром является длительность интервала, который необходимо выдерживать между импульсами так, чтобы к моменту прихода следующего импульса многолучевая помеха затухала.

Непосредственное увеличение длительности защитного интервала приводит к пропорциональному снижению скорости передачи, поэтому степень компенсации межимпульсной интерференции имеет смысл сравнивать между

различными методами модуляции, которые имеют одну и ту же длительность импульса и длительность защитного интервала.

Сравним межимпульсные интервалы и скорости в схемах 2АМ, 2К-ПМ и 2К-ИИМ.

В схеме 2АМ передается один бит на символ, скорость передачи составляет (рис. 1а)

$$\langle R_{2AM} \rangle = 1/(T_P + T_G), \quad (3)$$

Средняя скорость передачи для 2К-ПМ равна обратной длительности символа, умноженной на число бит на символ К (рис. 1б)

$$\langle R_{ПМ} \rangle = \left( \frac{1}{T_P + T_G} \right) \frac{K}{2^K}. \quad (4)$$

Средняя скорость передачи для 2К-ИИМ (рис. 1в) оценивается через среднюю длительность позиции на символ. Пусть длительность текущего символа составляет  $T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$ . Максимально возможная длительность временного интервала, кодирующего символ, составляет  $T_P + T_G + (2^K - 1)\Delta T$ , минимальная –  $T_P + T_G$ . Средняя время длительности символа составляет  $T_P + T_G + (2^K - 1)\Delta T/2$ , так как доли символов с заданной длительностью из диапазона  $0 \dots (2^K - 1)\Delta T$  в среднем равны. Средняя скорость передачи является величиной, обратной к средней длине позиции, умноженной на число бит на символ:

$$\langle R_{ИИМ} \rangle = \left( \frac{1}{T_P + T_G} \right) \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2}, \quad (5)$$

где  $\alpha = \Delta T/(T_P + T_G)$ .

Вычисления показывают, что имеется диапазон значений К, для которых средняя скорость передачи для 2<sup>К</sup>-ИИМ выше, чем для 2АМ (рис. 3). Функция (3) имеет максимум по числу бит на символ К, который зависит от параметра  $\alpha$ : чем меньше  $\alpha$ , тем больше значение максимума, тем больше выигрыш в скорости. Если шаг манипуляции  $\Delta T$  определить как  $\Delta T = T_G/(2^K - 1)$ , и  $T_P = T_G$ , то (3) преобразуется к виду  $\langle R_{ИИМ} \rangle = 4K/5$ , и тем самым обеспечивается линейный рост скорости передачи при увеличении числа бит на символ.

Позиционная модуляция по скорости передачи не выше скорости 2АМ для любых значений  $K$ , так как длительность символа растет экспоненциально быстро с ростом числа бит на символ.

Для значений  $\alpha$  из набора  $\{1/2, 1/6, 1/14\}$  и  $K > 1$ , ( $\Delta T = T_p$ ,  $\Delta T = \frac{T_p}{3}$ ,  $\Delta T = T_p/7$ , рис. 3) средняя скорость передачи может превышать скорость при модуляции 2АМ. Если скорость передачи  $2^K$ -ИИМ превышает среднюю скорость передачи 2АМ, то при прочих равных условиях появляется возможность увеличить защитный интервал  $T_G$  в  $2^K$ -ИИМ как минимум до значения, когда скорости сравниваются ( $\langle R_{ИИМ} \rangle / \langle R_{2АМ} \rangle = 1$ ). Это значение  $T_G$  находится из выражения

$$\left( \frac{1}{T_p + T_G^{2АМ}} \right) = \left( \frac{1}{T_p + T_G^{ИИМ}} \right) \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2}, \quad (6)$$

откуда получим

$$\frac{T_G^{ИИМ}}{T_p} = \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2} \left( 1 + \frac{T_G^{2АМ}}{T_p} \right) - 1. \quad (7)$$

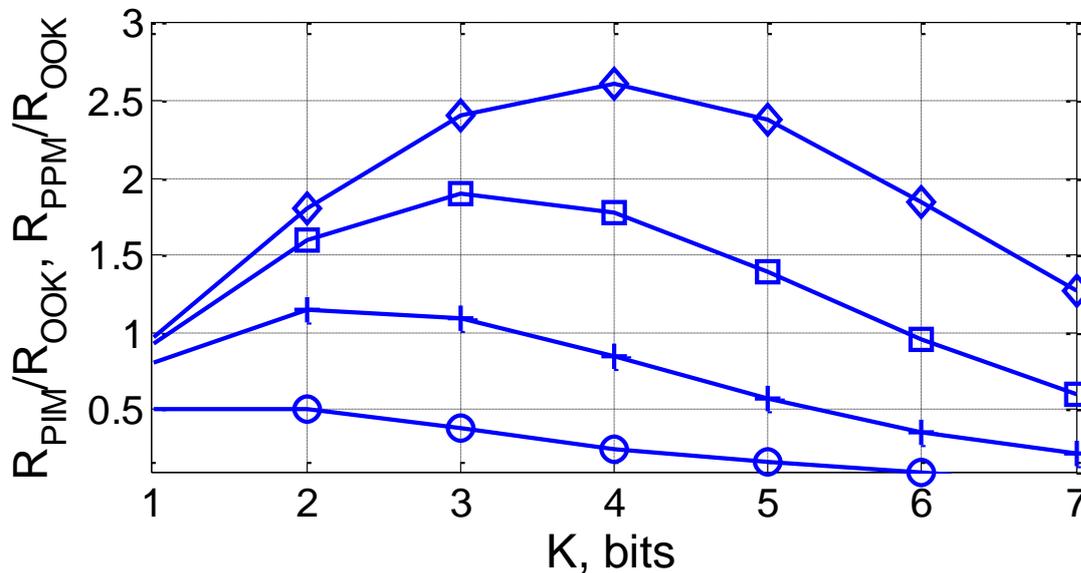


Рис. 3. Отношения средних скоростей передачи  $\langle R_{ПМ} \rangle / \langle R_{2АМ} \rangle$  (окружности) и  $\langle R_{ИИМ} \rangle / \langle R_{2АМ} \rangle$  ( $\alpha = 1/2$  крестики,  $\alpha = 1/6$  квадраты,  $\alpha = 1/14$  ромбы) как функция числа бит на символ  $K$ .

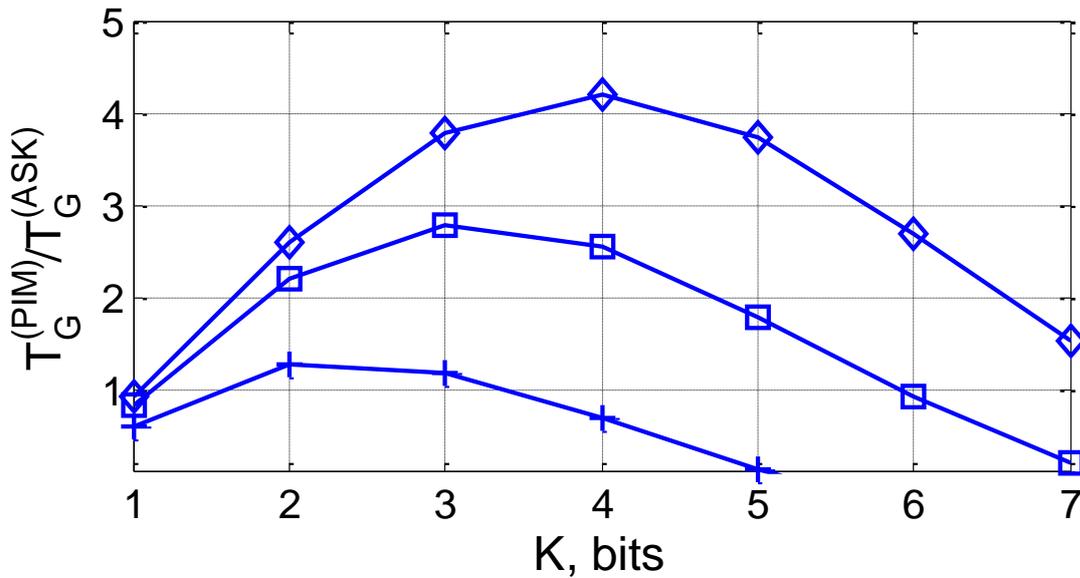


Рис. 4. Отношение длин защитных интервалов  $T_G^{ИИМ}/T_G^{2AM}$  от числа бит на символ  $K$  ( $\alpha = 1/2$  крестики,  $\alpha = 1/6$  квадраты,  $\alpha = 1/14$  ромбы) как функция числа бит на символ  $K$ .

График функциональной зависимости (7) приведен на рис. 4. Из анализа графика можно сделать вывод, что для значений  $R_{ИИМ} > R_{2AM}$  длительность защитного интервала  $T_G^{ИИМ}$  может превышать длительность защитного интервала  $T_G^{2AM}$  более, чем в два раза. Средняя скорость передачи на физическом уровне для обоих типов модуляции при этом будет одинаковой.

Оценим, какое влияние оказывает изменение длительности защитного интервала с точки зрения помехоустойчивости схемы модуляции в многолучевом канале.

Согласно моделям распространения СШП сигналов СВЧ диапазона [54], отраженные от окружающих предметов и попадающие в приемник лучи сгруппированы в кластеры. Энергия лучей в кластерах описывается соотношением

$$E \left\{ |a_{k,l}|^2 \right\} \approx \frac{\Omega_l}{\gamma_l \lambda} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_l}, \quad (8)$$

где  $a_{k,l}$  – амплитуда  $k$ -го луча в  $l$ -м кластере,  $\Omega_l = e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} + 10^{M_c/10}$  средняя энергия  $l$ -го кластера,  $\gamma_l$  – постоянная времени энергии лучей в кластере,  $\lambda$  – частота прихода лучей в приемник,  $\tau_{k,l}$  – момент времени прихода  $k$ -го луча в  $l$ -м кластере,  $T_l$  – момент времени прихода  $l$ -го кластера.

Важно, что энергия каждого конкретного луча пропорциональна произведению  $\sim e^{-\frac{T_1}{T}} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_1}$ , так, что увеличение времени запаздывания в приходе лучей в  $T_G^{\text{ИИМ}}/T_G^{2\text{AM}}$  раз за счет увеличения защитного интервала приводит к ослаблению энергии луча в  $\sim \exp(T_G^{\text{ИИМ}}/T_G^{2\text{AM}})$  раз.

Например, увеличение защитного интервала в 2.5 раза (рис. 4) дает дополнительное ослабление энергии переотраженных лучей в  $\sim e^{2.5} \approx 12$  раз. Поэтому, применение ИИМ позволяет значительно снизить влияние межимпульсной интерференции, сохранив среднюю скорость передачи данных.

### 3. Вероятность ошибки на бит в канале с шумом.

Устранение межимпульсной интерференции дает возможность оценить помехоустойчивость в канале с шумом, не принимая во внимание многолучевую помеху.

Теоретическая вероятность ошибки на бит для некогерентного приема в канале с шумом для  $2^K$ -позиционной ортогональной модуляции узкополосного сигнала с базой  $2T_p\Delta F = 2$ , где  $\Delta F$  полоса сигнала, известна [55]. Точного аналитического выражения для вычисления вероятности ошибки на бит при приеме СШП импульсов с произвольным распределением амплитуд и размерностью сигнала  $2T_p\Delta F > 2$  нет, поэтому расчеты проводились численно.

Результаты моделирования представлены на рис. 5 и рис. 6, на которых показаны зависимости вероятности ошибки на бит  $P_B$  от нормированного на бит отношения сигнал-шум  $E_B/N_0$  для импульсов с размерностью  $2T_p\Delta F = 2$  и  $2T_p\Delta F = 1024$ .

Моделирование проводилось для сигналов двух типов: с постоянной огибающей и для “амплитудного хаоса”, мгновенные значения амплитуд которого распределены по нормальному закону. Для сигнала с постоянной огибающей импульсов сигнал описывается как  $s(t) = A \sin(2\pi ft + \delta\phi(t) + \phi_0)$ , где  $A$  – некоторая амплитуда,  $\phi_0$  – начальная фаза,  $\phi(t)$  – переменная составляющая фазы,  $\delta$  – нормировочный коэффициент. Эта модель

соответствует ЛЧМ сигналам, если  $\phi(t)$  меняется по линейному или кусочно-линейному закону, и классу сигналов с хаотически меняющейся фазой (или частотой), если сигнал  $\phi(t)$  формируется, например, генератором хаоса на базе петли ФАПЧ. В пределе, когда  $\phi(t) \equiv 0$ , данный сигнал является моделью гармонической несущей и характеристики для такого сигнала по вероятности ошибки на бит будут эквивалентны теоретическим характеристикам для гармонической несущей.

Отправной точкой в расчетах служило значение  $\Delta T = T_p$  ( $\alpha = 1/2$ ) (рис. 5а).

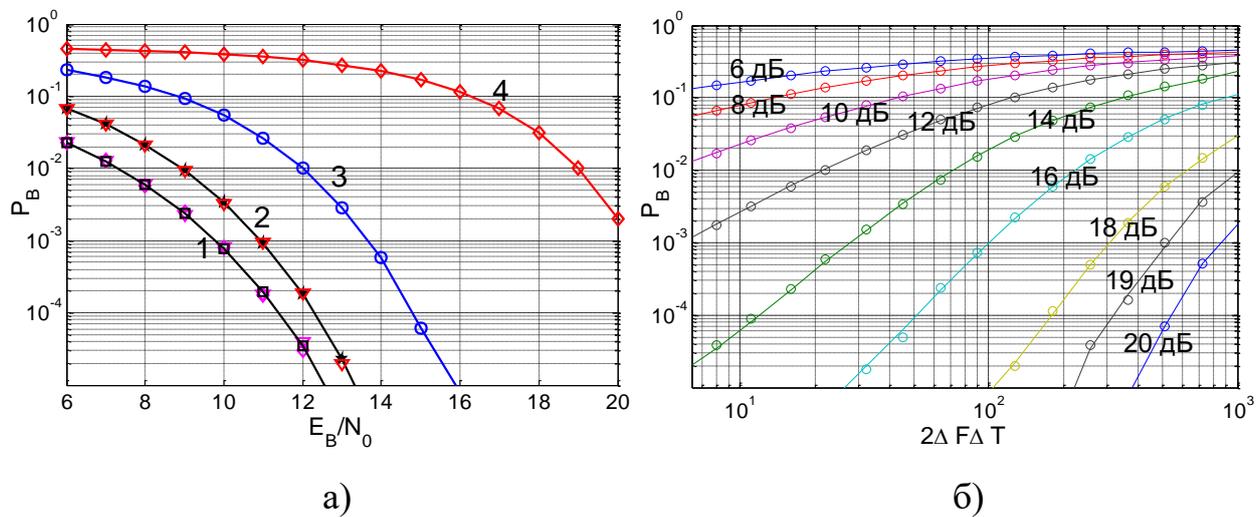


Рис. 5. Вероятность ошибки на бит  $P_B$  от  $E_B/N_0$  (а) и от размерности сигнала  $2T_p\Delta F$  (б) для сигнала с постоянной огибающей  $K = 1$ ,  $\Delta T = T_p$ ,  $\alpha = 1/2$ . На рис. а): черные сплошные линии – теоретические значения для когерентного (1) и некогерентного (2) приема. Пурпурные треугольники и ромбы – когерентный прием для  $2T_p\Delta F = 2$  и  $2T_p\Delta F = 1024$ , соответственно. Красные треугольники и ромбы (4) – некогерентный прием для  $2T_p\Delta F = 2$  и  $2T_p\Delta F = 1024$ , соответственно; синие окружности (3) – некогерентный прием для  $2T_p\Delta F = 22$ . На рис. б): окружности – вычисленные значения, сплошные линии – аппроксимация, на кривых подписаны значения  $E_B/N_0$ .

Для сигнала с постоянной огибающей, имеющего размерность  $2T_p\Delta F = 2$  (что эквивалентно фрагменту гармонического сигнала) результаты расчета совпадают с теоретическими значениями вероятности ошибки для случаев когерентного и некогерентного приема (рис. 5а). С ростом размерности  $2T_p\Delta F$  сигнала от 2 до 1024 вероятность ошибки на бит при некогерентном приеме увеличивается, что эквивалентно накоплению шума, попадающего в полосу

сигнала. Для сигнала с нормальным распределением амплитуд имеется локальный минимум вероятности ошибки для некоторого значения размерности сигнала, что соответствует результатам, полученным для 2AM.

На рис. 6 представлены расчеты вероятности ошибок на бит от  $E_B/N_0$  для сигнала с постоянной огибающей (а) и сигнала с гауссовским распределением амплитуд (б) для значений  $K = 2, K = 3$ . Шаг манипуляции  $\Delta T = T_p/(2^K - 1)$ :  $\Delta T = T_p/3$  ( $\alpha = 1/6$ ) и  $\Delta T = T_p/7$  ( $\alpha = 1/14$ ), соответственно.

Для сигнала с постоянной огибающей ухудшение по  $E_B/N_0$  для значения  $P_B = 10^{-3}$  составляет около 1.5 дБ для  $K = 2$ , и около 2 дБ для  $K = 3$ . Потенциальное увеличение средней скорости передачи при этом составляет  $\sim 1.5$  или  $\sim 2.5$  раза, соответственно.

Для сигнала с гауссовским распределением амплитуд при той же размерности сигнала  $2T_p\Delta F = 22$  ухудшение по  $E_B/N_0$  для значения  $P_B = 10^{-3}$  по отношению к сигналу с постоянной огибающей составляет около 2.5 дБ для  $K = 2$ , и около 4.5 дБ для  $K = 3$ .

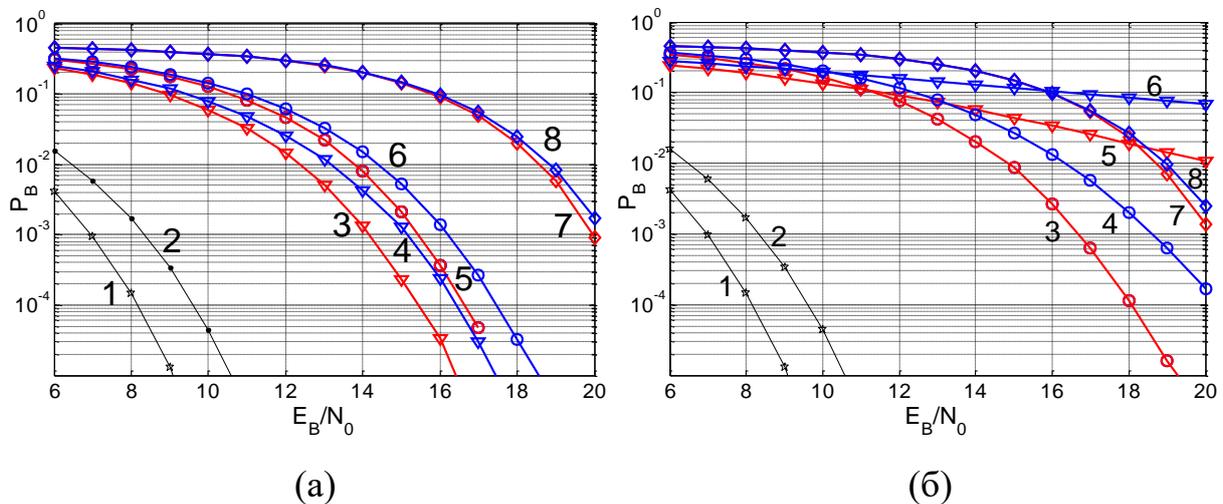


Рис. 6. Вероятность ошибки на бит  $P_B$  от  $E_B/N_0$  для сигнала с постоянной огибающей (а) и сигнала с гауссовским распределением амплитуд (б). Черные сплошные линии – теория для некогерентного приема  $K = 2$  (точки, кривая 2),  $K = 3$  (звездочки, кривая 1). Кривые 3-8 – вычисленные значения. Кривые (красные) 3, 5 и 7 соответствуют значению  $K = 2$ , кривые (синий) 4, 6 и 8 –  $K = 3$ . Для кривых 3 и 4  $2T_p\Delta F = 8$ , для кривых 7 и 8  $2T_p\Delta F = 1024$ , для кривых 5 и 6 –  $2T_p\Delta F = 22$ . Шаг манипуляции  $\Delta T = T_p/(2^K - 1)$ .

Проведенные расчеты показывают, что в целом помехоустойчивость ИИМ для хаотических радиоимпульсов по своим характеристикам сопоставима с другими методами модуляции из класса ортогональных методов.

#### 4. Экспериментальная реализация метода.

Технически привлекательной стороной ИИМ является нулевой порог принятия решения о типе принимаемого символа. Для реализации ИИМ в данной работе использовались приемопередатчики микроволнового диапазона на основе СШП хаотических радиоимпульсов, реализующие прямохаотическую схему передачи информации [53, 56].

Приемопередатчики выполнены в виде СШП модемов (рис. 7). Конструкция СШП модема разрабатывалась для использования в паре с макетными платами разработчиков, имеющими разъем ST Morpho Connector (рис. 7б) и предназначена для работы в паре с платами разработчиков на базе FPGA.

Структурная схема СШП модема приведена на рис. 7а, его внешний вид – на рис. 7б.

Модем является RF-front-end устройством, состоящим из передающей (Tx) и приемной (Rx) части. Модем включает в себя (рис. 7а) генератор хаотического сигнала CS, усилитель мощности PA, ключ SW, антенну ANT, малошумящий усилитель LNA, логарифмический детектор LD, компаратор CMP.

В целом эта система реализует принцип прямохаотической связи [50-53], где в качестве несущей применяются СШП хаотические радиоимпульсы.

Генератор хаотических колебаний (CS) с усилителем (PA) в непрерывном режиме формирует СШП шумоподобный сигнал в полосе частот 3...5 ГГц со спектром мощности, представленным на рис. 8. Выходная мощность немодулированного хаотического сигнала составляет  $P_{Tx} = 12.5$  дБм.

Модуляция хаотического сигнала осуществляется при помощи потока видеоимпульсов  $m(t)$ .

Модулированный сигнал на выходе передатчика излучается в канал связи при помощи СШП антенны (ANT). Антенна ANT представляет собой внешнюю СШП антенну диапазона 3.1...10.6 ГГц [57], подключаемую к модулю при помощи разъема SMA.

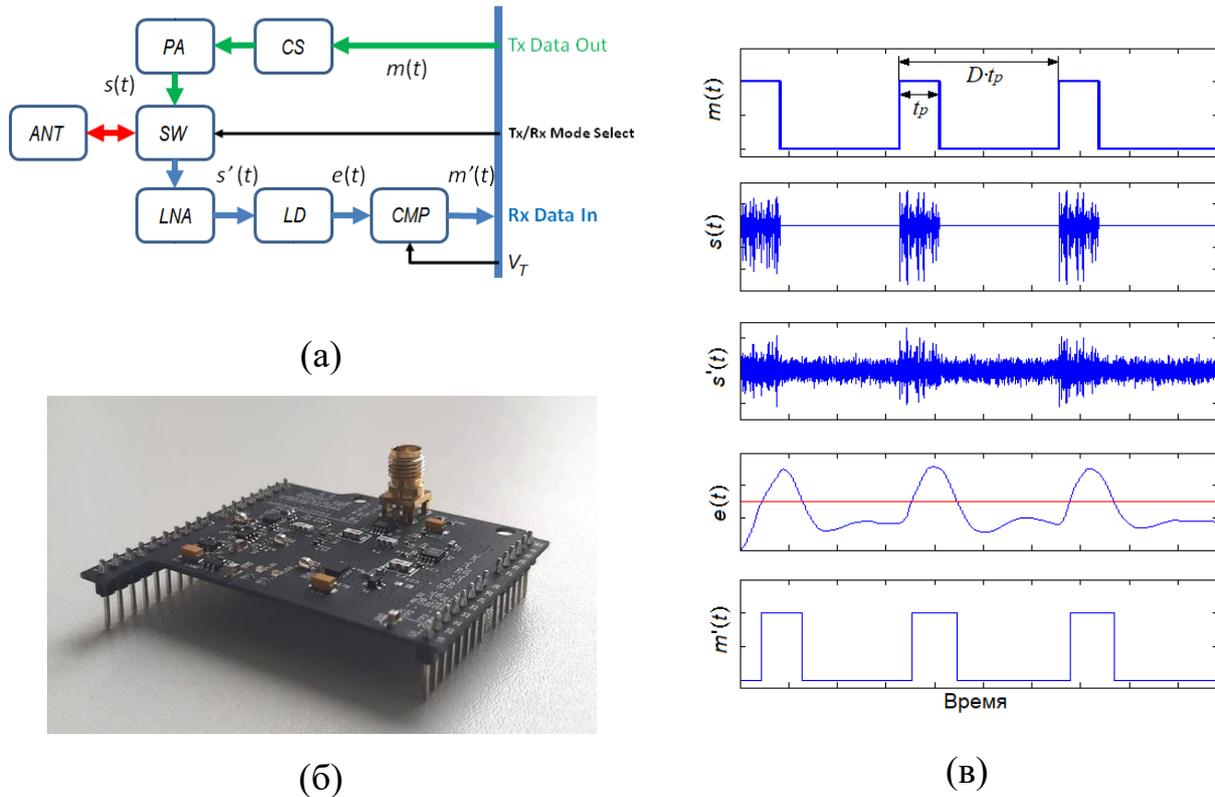


Рис. 7. а – Структура СШП модема (Tx Data Out – шина передачи данных; Tx/Rx Mode Select – переключение между режимами передача-прием; Rx Data In – шина приема данных;  $V_T$  – пороговое напряжение на компараторе.), б – фото СШП модема, в – формы сигналов в различных точках СШП модема:  $m(t)$  – модулирующий сигнал;  $s(t)$  – поток хаотических радиоимпульсов;  $s'(t)$  – сигнал на входе логарифмического детектора;  $e(t)$  – огибающая хаотических радиоимпульсов;  $m'(t)$  – демодулированный сигнал на выходе компаратора.

Характерный вид сигналов в различных точках схемы представлен на рис. 7в.

В приемной части поток СШП хаотических радиоимпульсов, принимаемых антенной (ANT), и усиленный малошумящим усилителем (LA) при помощи логарифмического энергетического детектора (LD), трансформируется в огибающую хаотических радиоимпульсов в аналоговой форме ( $e(t)$ ) и путем сравнения его с пороговым напряжением ( $V_T$ ) в компараторе

(СМР) преобразуется в двухуровневый аналоговый сигнал  $m'(t)$ . Дальнейшая оцифровка огибающей и ее цифровая обработка реализуется на платах разработчиков.

Модем имеет двухуровневые управляющие входы/выходы, при помощи которых осуществляется управление процессом модуляции СШП хаотического сигнала, его излучения, приема и обмена данными с внешним устройством.

Приемопередатчик хаотических радиоимпульсов реализован на FPGA плате DE10-Lite (рис. 9). В режиме передачи СШП модем под управлением макетной платы DE10-Lite формирует и излучает в пространство последовательность из хаотических радиоимпульсов. В режиме приема СШП модем принимает из эфира хаотические импульсы и преобразует их в двухуровневый сигнал при помощи компаратора СМР. Компаратор производит сравнение мгновенного значения огибающей  $e(t)$  с пороговым напряжением  $V_T$ , которое синтезируется 12-битным ЦАП.

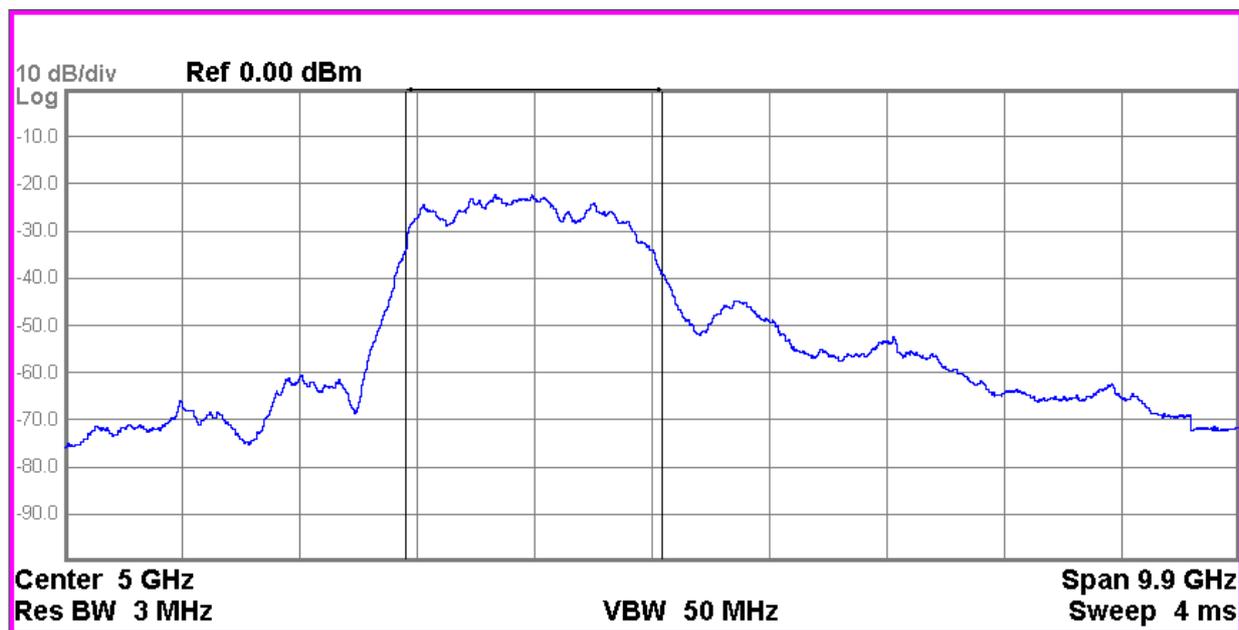


Рис 8. Зависимость спектральной плотности мощности СШП хаотического сигнала от частоты.

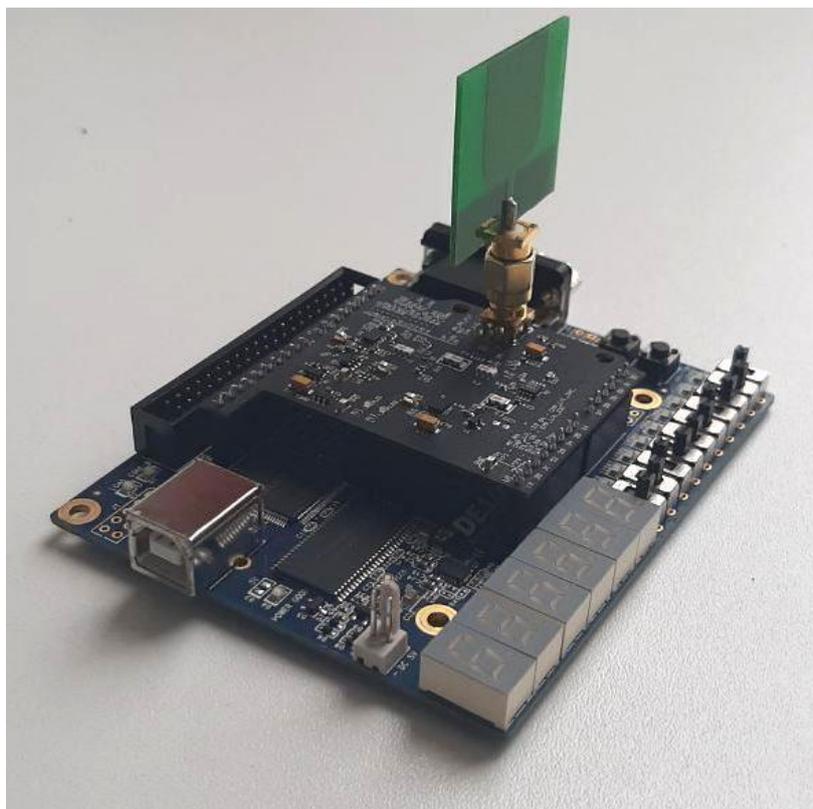


Рис. 9. Фото приемопередатчика, реализующего интервально-импульсную модуляцию СШП хаотических радиоимпульсов, на базе FPGA платы разработчика DE10-Lite.

При помощи описанных приемпередатчиков, была экспериментально апробирована беспроводная передача данных на базе  $2^2$ -ИИМ (рис. 10).

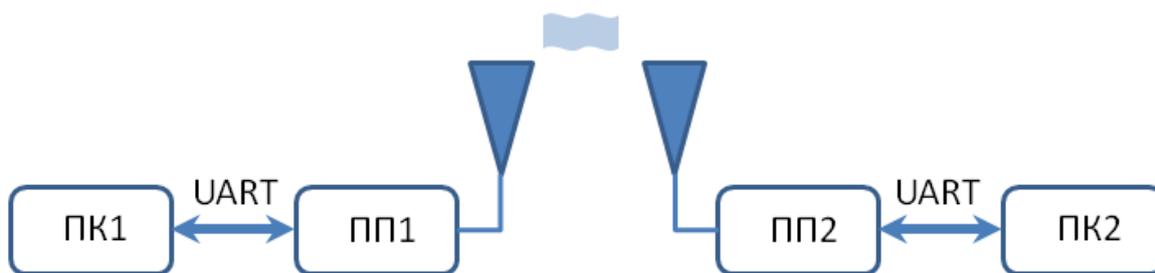


Рис. 10. Схема эксперимента по беспроводной передаче данных при помощи 4-ИИМ: ПК1, ПК2 – персональные компьютеры; ПП1, ПП2 – приемопередатчики (рис. 9); UART – шина передачи данных.

В реализованной схеме пакеты длительностью 32 байта формировались на стороне ПК1: пакет включал в себя преамбулу, номер пакета для контроля порядка их следования, поле данных из 27 байт и поле контрольной суммы.

Пакеты передавались по шине UART в ПП1, ПП1 преобразовывал поток байт в последовательность из 128 символов (два бита на символ –  $K = 2$ ), на

основе которых формировался сигнал  $m(t)$ , осуществляющий модуляцию генератора. Длина хаотических радиоимпульсов составляла  $T_p = 5$  мкс.

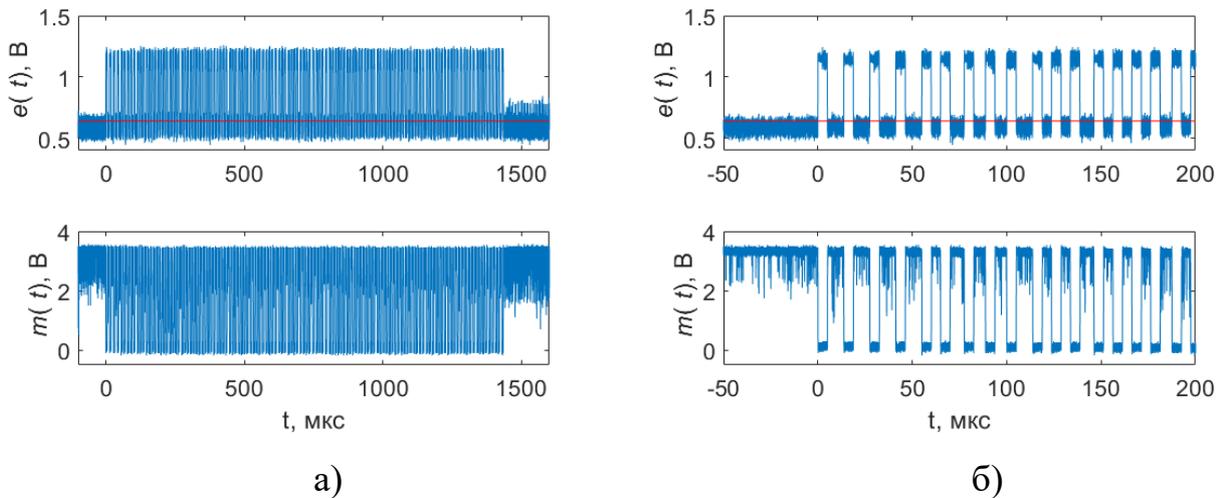


Рис. 11. Реализация сигналов  $e(t)$  на выходе детектора огибающей (верхние рисунки) и на выходе компаратора ( $m(t)$ ) (нижние), соответствующие передаваемому пакету объемом 32 байта. Красная линия на верхних рисунках – пороговое значение компаратора  $V_T = 640$  мВ: а) – пакет в целом, б) – начальный участок пакета.

Далее в соответствии с последовательностью операций на рис. 9, хаотические радиоимпульсы излучались в эфир, принимались модемом приемопередатчика ПП1, на выходе которого формировался сигнал-огибающая  $e(t)$ , а после порогового устройства – сигнал  $m(t)$  (рис. 11).

Фактическая длительность пакета составляет 1434 мкс, (размер пакета 32 байта). Длительность такого же пакета для ПМ составила бы  $32 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 5$  мкс = 2560 мкс, таким образом, выигрыш в скорости, который дает применение ИИМ составляет  $2560$  мкс /  $1434$  мкс = 1.8 раза, что соответствует теоретическим оценкам (рис. 3).

В процессе приема сигнал  $m'(t)$  оцифровывался однобитным АЦП с частотой 100 МГц, так, что на длительность хаотического радиоимпульса приходилось  $n_p = 500$  отсчетов.

Дальнейшая цифровая обработка сигнала  $m'(t)$  строилась исходя из необходимости найти на временной оси участок, на котором располагается хаотический радиоимпульс. Это было реализовано путем цифровой фильтрации со скользящим накоплением сигнала в пределах временного окна,

соответствующего количеству отсчетов  $n_p$  на длительности хаотического радиоимпульса. Максимальное значение такой скользящей суммы будет достигнуто при условии полного совпадения положения скользящего окна с участком сигнала, на котором находится радиоимпульс. С этой целью формировались четыре скользящие суммы  $s_1 = \sum_{k=P-n_p}^P m_k$ ,  $s_2 = \sum_{k=P-\Delta-n_p}^{P-\Delta} m_k$ ,  $s_3 = \sum_{k=P-2\Delta-n_p}^{P-2\Delta} m_k$ , и  $s_4 = \sum_{k=P-3\Delta-n_p}^{P-3\Delta} m_k$ , между которыми имеется сдвиг  $\Delta$  по времени. Сдвиг  $\Delta$  (в отсчетах дискретизации) равен шагу манипуляции  $\Delta T$ . Таким образом, в каждый момент времени мы имеем четыре величины  $s_1(P)$ ,  $s_2(P)$ ,  $s_3(P)$  и  $s_4(P)$  для текущей позиции символа  $P$ .

Величины  $s_1(P)$ ,  $s_2(P)$ ,  $s_3(P)$  и  $s_4(P)$  полностью перекрывают интервал, в пределах которого может находиться хаотический радиоимпульс, так, что, как и в теоретической модели, решение о приеме  $k$ -го символа в пределах интервала  $(P - 4\Delta, P)$  принимается, если  $s_k(P) > s_j(P)$ , для всех  $k \neq j$ ,  $j = 1 \dots 4$ .

На приемной стороне (ПП2) осуществляется обратная по отношению к ПП1 цепочка операций: после декодирования сигнала огибающей  $e(t)$  в последовательность цифровых символов, синтезируется последовательность из 32 байт, которая передается на ПК2 и по номеру пакета и его контрольной сумме определяется целостность принятого пакета.

В итоге была продемонстрирована работоспособность предложенного метода модуляции.

## Заключение

Применение ИИМ в импульсных СШП системах помогает повысить устойчивость к многолучевому распространению, не ухудшая при этом скорость передачи на физическом уровне, т.е. предлагаемый метод устраняет негативное влияние межимпульсной интерференции. Теоретический анализ характеристик системы в канале с белым шумом показал, что ИИМ по своим характеристикам сравним с методами модуляции из класса ортогональных методов.

**Финансирование:** Государственное задание ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, код научной темы FFWZ-2022-0006.

### Литература

1. Yang L., Giannakis G. B. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come //IEEE signal processing magazine. – 2004. – Т. 21. – №. 6. – С. 26-54.
2. Niemelä V. et al. An ultra wideband survey: Global regulations and impulse radio research based on standards //IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2016. – Т. 19. – №. 2. – С. 874-890.
3. Breed G. A summary of FCC rules for ultra wideband communications //High Frequency Electronics. – 2005. – Т. 4. – №. 1. – С. 42-44.
4. Mandke K. et al. The evolution of ultra wide band radio for wireless personal area networks //Spectrum. – 2003. – Т. 3. – С. 10.6.
5. Task Group 3a. IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a). 2002. URL: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html> (дата обр. 28.11.2023).
6. “IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks”. В: IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011). – 2016. – С. 1-709.
7. IEEE Std 802.15.6-2012; IEEE Standard for Local and metropolitan area networks—Part 15.6: Wire-less Body Area Networks. New York City, NY, USA: IEEE Press. – 2012. – С. 1-271.
8. IEEE Std 802.15.4z-2020 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2020). IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks—Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. New York City, NY, USA: IEEE Press. 2020. – С. 1-174.
9. Stocker M. et al. On the performance of ieee 802.15. 4z-compliant ultra-wideband devices //2022 Workshop on Benchmarking Cyber-Physical Systems and Internet of Things (CPS-IoTBench). – IEEE, 2022. – С. 28-33.

10. Chen H. et al. A 4-to-9GHz IEEE 802.15. 4z-Compliant UWB Digital Transmitter with Reconfigurable Pulse-Shaping in 28nm CMOS //2022 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). – IEEE, 2022. – C. 99-102.
11. Ge L., Yue G., Affes S. On the BER performance of pulse-position-modulation UWB radio in multipath channels //2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No. 02EX580). – IEEE, 2002. – C. 231-234.
12. August N. J., Thirugnanam R., Ha D. S. An adaptive UWB modulation scheme for optimization of energy, BER, and data rate //2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS 2004 (IEEE Cat. No. 04EX812). – IEEE, 2004. – C. 182-186.
13. Li X. et al. The Interval Modulation System For The Ultra-Wideband Vehicular Radar //2006 6th International Conference on ITS Telecommunications. – IEEE, 2006. – C. 282-285.
14. Herceg M., Švedek T., Matic T. Pulse interval modulation for ultra-high speed IR-UWB communications systems //EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2010. – T. 2010. – C. 1-8.
15. Niranjayan S., Nallanathan A., Kannan B. Delay tuning based transmit diversity scheme for TH-PPM UWB: Performance with RAKE reception and comparison with multi RX schemes //2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS 2004 (IEEE Cat. No. 04EX812). – IEEE, 2004. – C. 341-345.
16. Kim S. et al. A selective signal combining scheme for noncoherent UWB systems //2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. – IEEE, 2008. – C. 313-317.
17. Jin L., Dong X. Integration interval determination in transmitted reference pulse cluster systems for UWB communications //2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference. – IEEE, 2008. – C. 1-5.

18. Jin B. et al. Digital pulse interval modulation for ultra-wideband transmission with energy detection //2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM). – IEEE, 2010. – С. 1-4.
19. Jin B. et al. Pulse interval modulation for UWB communications with energy detection //2011 IEEE 3rd International Conference on Communication Software and Networks. – IEEE, 2011. – С. 66-70.
20. Niemela V., Hämmäläinen M., Inatti J. On IEEE 802.15. 6 UWB symbol length for energy detector receivers' performance with OOK and PPM //2013 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT). – IEEE, 2013. – С. 33-37.
21. Tanaka K., Ikegami T. Non-coherent Detection Study for UWB Transmission and Body Area Network in Interference Environments //2020 14th International Symposium on Medical Information Communication Technology (ISMICT). – IEEE, 2020. – С. 1-5.
22. Awano J., Tomiki A., Nishikawa H. IR-UWB Study for Intra-Satellite Wireless Communication //2019 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE). – IEEE, 2019. – С. 81-86.
23. Kim Y. S., Jang W. M., Nguyen L. Self-encoded TH-PPM UWB system with iterative detection //IEICE transactions on communications. – 2007. – Т. 90. – №. 1. – С. 63-68.
24. Zhu Q., Zou C., Jia Z. Performance Analysis of Ultra Wideband Communication System with Time-Hopping M-ary Biorthogonal Pulse Position Modulation //2006 First International Conference on Communications and Networking in China. – IEEE, 2006. – С. 1-6.
25. Wu W., Wu Z. Y., Xie W. J. UWB PPM-TH and PAM-DS system with time reversal and its improved solution //2012 IEEE 6th International Conference on Information and Automation for Sustainability. – IEEE, 2012. – С. 332-336.

26. Jayaprakash C. A. A New scheme for Ultra Wideband PPM communication //2019 International Conference on Range Technology (ICORT). – IEEE, 2019. – С. 1-5.
27. Sharma S., Sharma A., Bhatia V. Performance of pulse position modulation using various UWB pulses //2015 IEEE International Advance Computing Conference (IACC). – IEEE, 2015. – С. 650-654.
28. Assanovich B., Lee M. H. Modification of pulse position modulation for high data UWB systems and multi-user communication //15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (IEEE Cat. No. 04EX824). – IEEE, 2004. – Т. 3. – С. 1024-1027.
29. Niranjayan S., Nallanathan A., Kannan B. An adaptive transmit diversity scheme based on spatial signal combining for TH-PPM UWB //Eighth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications-Programme and Book of Abstracts (IEEE Cat. No. 04TH8738). – IEEE, 2004. – С. 150-154.
30. Abou-Rjeily C. Unitary space-time pulse position modulation for differential unipolar MIMO IR-UWB communications //IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2015. – Т. 14. – №. 10. – С. 5602-5615.
31. Pulkkinen M. et al. 45.2% Energy efficiency improvement of UWB IR Tx by use of differential PPM in 180nm CMOS //2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – IEEE, 2016. – С. 193-196.
32. HAMIL H. et al. Design and FPGA real-time implementation of PWM and PPM modulation for Ultra Wide Band applications //2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA). – IEEE, 2019. – С. 1-5.
33. Kaluarachi E. D., Ghassemlooy Z., Wilson B. Digital pulse interval modulation for optical free space communication links //IEE Colloquium on Optical Free Space Communication Links. – IET, 1996. – С. 3/1-3/5.
34. Ghassemlooy Z. et al. Digital pulse interval modulation for optical communications //IEEE Communications Magazine. – 1998. – Т. 36. – №. 12. – С. 95-99.

35. Ghassemlooy Z., Hayes A. R. Digital pulse interval modulation for IR communication systems—a review //International Journal of Communication Systems. – 2000. – Т. 13. – №. 7-8. – С. 519-536.
36. Ghassemlooy Z., Aldibbiat N. M. Multilevel digital pulse interval modulation scheme for optical wireless communications //2006 International Conference on Transparent Optical Networks. – IEEE, 2006. – Т. 3. – С. 149-153.
37. Rouissat M., Borsai A. R., Chikh-Bled M. Isochronous and anisochronous modulation schemes in wireless optical communication systems //Int. J. Inf. Eng. Electron. Bus. – 2012. – Т. 4. – №. 3. – С. 19-25.
38. Sushchik M. et al. Chaotic pulse position modulation: A robust method of communicating with chaos //IEEE Communications Letters. – 2000. – Т. 4. – №. 4. – С. 128-130.
39. Rulkov N. F. et al. Digital communication using chaotic-pulse-position modulation //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 2001. – Т. 48. – №. 12. – С. 1436-1444.
40. Onunkwo U., Li Y. On the optimum pulse-position modulation index for ultra-wideband communication //Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication (IEEE Cat. No. 04EX710). – IEEE, 2004. – Т. 1. – С. 77-80.
41. Yang H., Jiang G. Delay-variable synchronized chaotic pulse position modulation for ultra-wide bandwidth communication //2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems. – IEEE, 2006. – Т. 4. – С. 2692-2694.
42. Hong Y. P., Jin S. Y., Song H. Y. Coded N-ary PPM UWB impulse radio with chaotic time hopping and polarity randomization //2007 3rd International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications. – IEEE, 2007. – С. 252-256.
43. Munirathinam R. et al. Chaotic Non-Coherent Pulse Position Modulation Based Ultra-Wideband Communication System //2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW). – IEEE, 2021. – С. 1-6.

44. Quyen N. X., Van Yem V., Hoang T. M. Chaotic modulation based on the combination of CPPM and CPWM //Proceedings of the Joint INDS'11 & ISTET'11. – IEEE, 2011. – С. 1-6.
45. Quyen N. X. et al. Digital communication using MxN-ary chaotic pulse width-position modulation //The 2012 International Conference on Advanced Technologies for Communications. – IEEE, 2012. – С. 362-366.
46. Mesloub A. et al. Chip averaging chaotic ON–OFF keying: A new non-coherent modulation for ultra wide band direct chaotic communication //IEEE Communications Letters. – 2017. – Т. 21. – №. 10. – С. 2166-2169.
47. Maali A. et al. An enhanced pulse position modulation (ppm) for both ir-uwband and dcc-uwband communication //2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – IEEE, 2019. – С. 1-5.
48. Yao Z. J. et al. Non-crosstalk real-time ultrasonic range system with optimized chaotic pulse position-width modulation excitation //2008 IEEE Ultrasonics Symposium. – IEEE, 2008. – С. 729-732.
49. Zhang L. et al. A new pulse modulation method for underwater acoustic communication combined with multiple pulse characteristics //2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). – IEEE, 2018. – С. 1-6.
50. Dmitriev A. S., Zakharchenko K. V., Puzikov D. Y. Introduction to the theory of direct chaotic data transmission //Journal of communications technology & electronics. – 2003. – Т. 48. – №. 3. – С. 293-302.
51. Dmitriev A. S. et al. Active wireless ultrawideband networks based on chaotic radio pulses //Journal of Communications Technology and Electronics. – 2017. – Т. 62. – С. 380-388.
52. Dmitriev A. S. et al. Self-organizing ultrawideband wireless sensor network //2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). – IEEE, 2017. – С. 1-6.

53. Andreyev Y. V. et al. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary wireless communications //International journal of bifurcation and chaos. – 2005. – Т. 15. – №. 11. – С. 3639-3651.
54. Molisch A. F. Ultra-wide-band propagation channels //Proceedings of the IEEE. – 2009. – Т. 97. – №. 2. – С. 353-371.
55. Proakis J. G. Digital communications. – McGraw-Hill, Higher Education, 2008.
56. Dmitriev A. S., Efremova E. V., Rumyantsev N. V. A microwave chaos generator with a flat envelope of the power spectrum in the range of 3–8 GHz //Technical Physics Letters. – 2014. – Т. 40. – С. 48-51.
57. Kwon D. H., Kim Y., Chubinsky N. P. A printed dipole UWB antenna with GPS frequency notch function //2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – IEEE, 2005. – Т. 3. – С. 520-523.

**Для цитирования:**

Кузьмин Л.В., Ефремова Е.В., Петросян М.М., Ицков В.В. Интервально-импульсная модуляция сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов: теория и эксперимент. // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – №. 12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.12.20>