

**СИСТЕМЫ синхронизации,  
формирования и обработки  
сигналов**

№6-2019 год

**Редколлегия:**

**Пестряков А.В.,** *д.т.н., профессор, декан факультета Радио  
и Телевидения МТУСИ*

**Кулешов В.Н.,** *д.т.н., профессор Московского энергетического института  
(ТУ), председатель российского отделения IEEE Circuit  
and System Society*

**Шинаков Ю.С.,** *д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиотехнических систем  
МТУСИ*

**Варламов О.В.,** *д.т.н., начальник отдела ООНРиПА МТУСИ*

**Алёшин В.С.,** *к.т.н., с.н.с., МТУСИ*

**Аджемов Ар.С.,** *д.т.н., МТУСИ*

*Учредитель:*

*ООО «ИД Медиа Паблшер»*

*Номер подписан в печать 01.11.2019 г.*

---

**СОДЕРЖАНИЕ**

<b>Артёмов Т.К., Гвоздарев А.С.</b> <b>ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МИМО СИСТЕМЫ НА НАДЕЖНОСТЬ СВЯЗИ</b>	<b>4</b>
<b>Вильдерман Е.Н., Белов Л.А.</b> <b>ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ГИПЕРФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ</b>	<b>10</b>
<b>Витомский Е.В., Михайлов В.Ю.</b> <b>СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСТРОЙСТВ БЫСТРОГО ПОИСКА ПО ЗАДЕРЖКЕ КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ</b>	<b>15</b>
<b>Волчков В.П., Манонина И.В., Санников В.Г.</b> <b>ПРЕДСТАВЛЕНИЕ И АНАЛИЗ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ В ПРОСТРАНСТВЕ КОМПЛЕКСНЫХ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ</b>	<b>20</b>
<b>Гурьянов Е.Д., Приоров А.Л., Дубов М.А.</b> <b>ПОСТРОЕНИЕ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ РАДИОСЕТИ НА ОСНОВЕ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ</b>	<b>27</b>
<b>Кандауров Н.А.</b> <b>СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ ДЛЯ НИЗКОСКОРОСТНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ</b>	<b>33</b>
<b>Елизаров А.А., Лаврухин И.Р., Башкевич С.В., Скуридин А.А.</b> <b>ВЛИЯНИЕ ИЗГИБА НА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ RFID МЕТКИ</b>	<b>39</b>
<b>Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Кристиан Маурисио Сьерра-Теран</b> <b>ПРЯМОХАОТИЧЕСКАЯ ОТНОСИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ</b>	<b>45</b>
<b>Крнев А.Н., Боровков Ю.Е., Набилкин В.С., Петухов П.Е.</b> <b>КЛАСС РАДИОСИГНАЛОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ</b>	<b>51</b>
<b>Иванов Д.В., Рябова М.И., Кислицын А.А.</b> <b>РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ПОЛОСЫ КОГЕРЕНТНОСТИ ПРИ КВАЗИЗЕНИТНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ</b>	<b>55</b>
<b>Половения С.И., Дуйнова Ю.А., Соловьев А.Н., Попова М.С.</b> <b>ОТКАЗОУСТОЙЧИВАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РАЗВЕРТЫВАНИЯ ПЕРЕДВИЖНЫХ СТАНЦИЙ РАДИОСВЯЗИ</b>	<b>69</b>
<b>Силантьев А.Б., Фернаду Карлуш Абель Гунза, Олим Жельсон Сильва Фернандес</b> <b>МНОГОКАНАЛЬНАЯ СТРУКТУРА УСТРОЙСТВА МНОГООБОЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАФА В СОСТАВЕ ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА</b>	<b>69</b>
<b>Яшина М.В., Таташев А.Г., Доткулова А.С., Сусоев Н.П.</b> <b>ДЕТЕРМИНИРОВАННО-СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРАФИКА С ВАРИАЦИЕЙ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ВОДИТЕЛЕЙ</b>	<b>74</b>
<b>Болотов А.О., Варламов О.В.</b> <b>ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТА УСИЛИТЕЛЯ ШИМ СИГНАЛА ДЛЯ МОДУЛЯЦИОННОГО ТРАКТА ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ</b>	<b>80</b>
<b>Поборчая Н.Е.</b> <b>НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В ЗАДАЧЕ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ МНОЖИТЕЛЕЙ КАНАЛА И ИСКАЖЕНИЙ OFDM СИГНАЛА, ВОЗНИКАЮЩИХ В ТРАКТЕ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ</b>	<b>85</b>

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК MIMO СИСТЕМЫ НА НАДЕЖНОСТЬ СВЯЗИ

**Артёмова Татьяна Константиновна,**

ФГБОУ ВО Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, доцент, к.ф.-м.н.,  
Ярославль, Россия,  
[artemova@uniyar.ac.ru](mailto:artemova@uniyar.ac.ru)

**Гвоздарев Алексей Сергеевич,**

ФГБОУ ВО Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, доцент, к.ф.-м.н.,  
Ярославль, Россия,  
[asg.rus@gmail.com](mailto:asg.rus@gmail.com)

## Аннотация

Получены зависимости надёжности (в смысле вероятности прерывания) связи в системе MIMO от ОСШ для различных характеристик антенных решёток: конфигурации антенной системы, электрического расстояния между элементами, направленности решёток, преимущественного направления прихода сигнала. Проведён сравнительный анализ влияния этих факторов. Даны практические рекомендации по построению антенной системы и описан выигрыш, обеспечиваемый переходом к более эффективным параметрам.

## Ключевые слова

MIMO система, коэффициент корреляции, параметры антенной решётки, вероятность нарушения связи, вероятностно-статистический анализ, численное моделирование.

## Введение

Развитие систем связи нового поколения и внедрение новых стандартов неотъемлемо связаны с технологией MIMO [1]. Её использование позволяет повысить качество передачи, в том числе снизить вероятность ошибки [2]. При этом критически важно не потерять в надёжности. Слабым местом MIMO систем являются эффекты, связанные с уменьшением надёжности канала связи в смысле появления прерывания связи, которые проявляются при возрастании количества антенных элементов [3]. Такие эффекты, как правило, связаны с присутствием существенной корреляции между сигналами, излучаемыми или принимаемыми антенными элементами [4], и непосредственно зависит от характеристик самой антенной системы, определяющих пространственные условия формирования и приёма сигналов [5]. Однако, если влияние характеристик антенной решётки на вероятность битовой ошибки для MIMO систем изучено (см., например, [6,7], то задача анализа влияния параметров антенной решётки MIMO системы на вероятность нарушения связи является крайне актуальной.

## Постановка задачи

Формализуем математическую постановку задачи. Предположим, что сигнал  $\vec{x} \in N_T \times 1$ , излучаемый  $N_T$  антенными элементами, распространяется через канал, коэффициенты передачи которого  $[\mathbf{H}]_{i,j} \in CN(\vec{0}, \mathbf{I}_{N_R \times N_T})$  являются реализациями центрированного некоррелированного гауссовского процесса, принимается  $N_R$  антенными элементами в соответствии с моделью

$$\vec{y} = \mathbf{H}\vec{x} + \vec{n}, \quad \vec{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$$

в присутствии аддитивного белого гауссовского шума  $\vec{n} \in CN(\vec{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R})$  с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma^2$ . В рамках работы рассматривается Кронекеровская модель [8], при которой описание канала производится в терминах корреляционной матрицы канала  $\mathbf{R} = \mathbf{H}_{cor} \mathbf{H}_{cor}^\dagger$ , которая в свою очередь связана с матрицами корреляции элементов на передающей стороне  $\mathbf{R}_T$  и на приемной стороне  $\mathbf{R}_R$   $\mathbf{H}_{cor} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{R}_T^{1/2}$  [8]. Будем в дальнейшем предполагать, что корреляция на передающей или приемной сторонах носит степенной характер и зависит только от одношагового коэффициента корреляции  $\rho$  между двумя любыми соседними элементами [4], т. е. используем модель [3]

$$[\mathbf{R}_{R,T}]_{i,j} = \rho^{|i-j|} = \begin{pmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \dots & \rho^{N-1} \\ \rho & 1 & \rho & \dots & \rho^{N-2} \\ \rho^2 & \rho & 1 & \dots & \rho^{N-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho^{N-1} & \rho^{N-2} & \rho^{N-3} & \dots & 1 \end{pmatrix}.$$

При определении одношагового коэффициента корреляции будем пользоваться моделью А. Abdi и М. Kaveh [5, 10]

$$\rho = \frac{I_0(\sqrt{\chi^2 - 4\pi^2 l^2 + j4\pi\chi \sin(\psi)l})}{I_0(\chi)},$$

которая устанавливает связь  $\rho$  с параметрами антенной системы, а именно электрическим расстоянием между элементами  $l = d/\lambda$ , параметром  $\chi$ , характеризующим ширину диаграммы направленности (ДН), и ориентацией нормали к антенной решетке относительно преимущественного направления прихода сигнала  $\psi$ . Здесь  $I_0(\cdot)$  - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка [11].

В качестве показателя надёжности связи, рассматриваемого в работе, выберем вероятность прерывания связи  $P_{out}$ , которая может быть определена как вероятность того, что мгновенное соотношение сигнал шум  $\gamma$  в канале окажется меньше некоторого порогового значения  $\bar{\gamma}$ :

$$P_{out} = \mathbf{P}(\gamma < \bar{\gamma}) = \int_0^{\bar{\gamma}} w_\gamma(\gamma) d\gamma.$$

При этом порог  $\bar{\gamma}$  определим как предельное ОСШ  $\gamma$ , при котором достигается заданная пороговая вероятность символьной ошибки:

$$\bar{\gamma} : P_{SER}(\bar{\gamma}) \leq \overline{P_{SER}}.$$

Вероятность прерывания связи является функцией совокупности собственных чисел  $\bar{\Lambda}$  корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$ , которая, в свою очередь, как выше было сказано, зависит от параметров антенной системы:

$$w_\gamma(\gamma) = w_\gamma(\gamma, \bar{\Lambda}) = w_\gamma(\gamma, \bar{\Lambda}(\mathbf{R})).$$

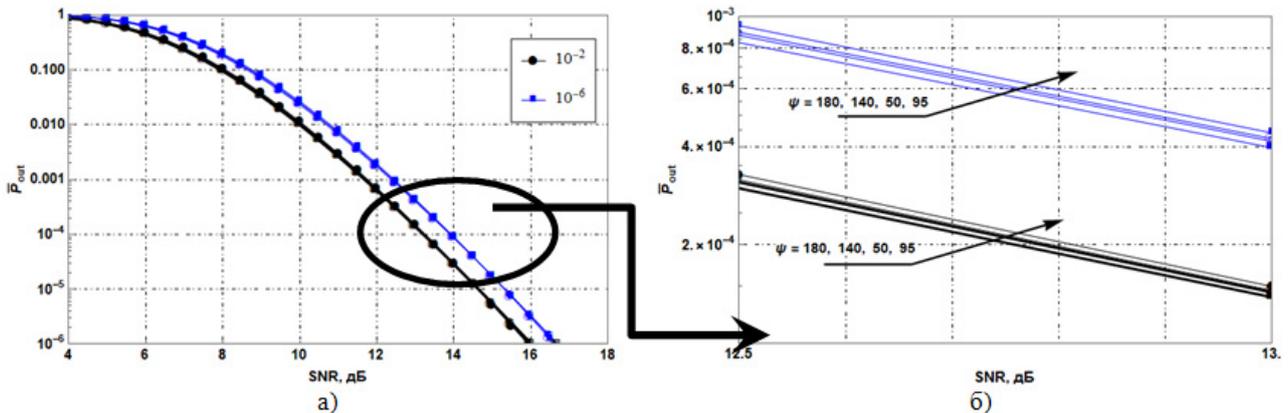
Так как нахождение строгого аналитического выражения для вероятности прерывания связи возможно в исключительно малом, очень ограниченном количестве случаев, то решение проводилось численными методами.

### Моделирование

Анализ проводился на различных линейных эквидистантных антенных решётках ММО системы с числом элементов от 2 до 12 (что можно трактовать как massive ММО [12]) в предположении наличия корреляции на стороне с минимальным числом антенных элементов (например, у подвижных абонентов с компактным терминалом) и отсутствия корреляции на стороне с максимальным числом антенных элементов (например, на базовой станции, где достаточно легко разместить элементы так, чтобы можно было считать сигналы разных элементов независимыми).

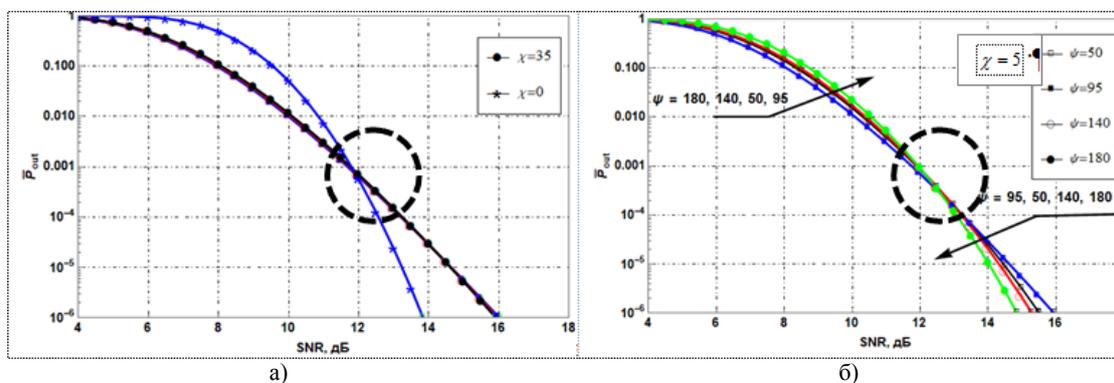
Предполагалось использование М-арной квадратурной амплитудной модуляции М-QAM с М от 256 до 1024 [13]. Предельно допустимые вероятности символьной ошибки выбирались в диапазоне от  $10^{-6}$  до  $10^{-2}$ .

Изменялись размер, электрическое расстояние  $l$  между антенными элементами (от 0,25 до 1 рабочей длины волны) и другие свойства антенной системы. Преимущественное направление прихода полезного сигнала относительно нормали к оси антенной решётки  $\psi$  изменялось от  $50^\circ$  до  $180^\circ$  (что соответствовало приходу сигнала по нормали к решётке), включая в себя  $95^\circ$  (направление прихода практически по оси антенной системы). Величина  $\chi$ , характеризующая направленность, изменялась от 0, что соответствует изотропным излучателям, до 50, что соответствует высокой направленности излучателя.



**Рис. 1.** Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ: а) для различных предельно допустимых значений вероятности символьной ошибки  $10^{-2}$  и  $10^{-6}$  и различных направлений прихода сигнала  $\psi$  ; б) увеличенный участок зависимости в диапазоне ОСШ от 12,5 до 13 дБ

Анализ зависимостей вероятности прерывания связи от ОСШ для различных предельно допустимых значений вероятности символьной ошибки и различных направлений прихода сигнала  $\psi$  (рис. 1) показывает, что направление прихода сигнала практически не сказывается на вероятности прерывания связи. Хотя вероятность прерывания минимальна при нормальном к оси решётки направлении прихода и максимальна при касательном, величина эффекта невелика. При использовании 256-уровневой QAM модуляции для конфигурации  $8 \times 4$  и сильно направленных антенных элементов ( $\chi = 35$ ), расположенных через четверть длины волны, при фиксированной вероятности прерывания смена направления прихода с нормального на касательное приводит к смещению кривой вправо и вверх, что соответствует ужесточению требования к ОСШ на 0,05 дБ (рис. 1, б). Гораздо существеннее влияет пороговый уровень символьной ошибки (рис. 1, а): снижение требования к пороговой символьной ошибке с  $10^{-6}$  до  $10^{-2}$  приводит к смещению кривой влево и вниз, соответствующему понижению вероятности прерывания при фиксированном ОСШ или при фиксированной вероятности прерывания к понижению величины ОСШ, при которой данная вероятность достигается, на величину от 0,5 до 0,7 дБ при ОСШ более 12 дБ.



**Рис. 2.** Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ для различных направлений прихода сигнала  $\psi$ ,  $M = 256$  и  $l = 0.25$  : а) при  $\chi = 0$  и  $\chi = 35$  ; б) при  $\chi = 5$

Вторым существенным фактором, влияющим на величину вероятности прерывания связи, является ширина ДН антенной решётки, характеризуемая при равновероятных направлениях прихода сигнала параметром  $\chi$ . Рис. 2 демонстрирует величину и характер эффекта при той же конфигурации системы, что и на рис. 1 ( $8 \times 4$ ). Обнаруживается область значений ОСШ, при которых вероятность прерывания связи практически не зависит от  $\chi$  (около 12 дБ); при меньших ОСШ меньшую  $\bar{P}_{out}$  обеспечивает антенная решётка с высоконаправленной ДН, при больших – практически изотропная антенная система. Величина выигрыша (проигрыша), выраженная в изменении требуемого для обеспечения заданной  $\bar{P}_{out}$  ОСШ, находится в пределах до 2 дБ (рис. 2, а). При различных  $\chi$  преимущественные направления прихода сигнала  $\psi$  оказывают разное влияние: хотя изотропная решётка (при  $\chi = 0$ ) нечувствительна к  $\psi$ , появление некоторой направленности ( $\chi = 5$ , рис. 2, б) порождает чувствительность, выражающуюся в изменении необходимого ОСШ на величину до 1.3 дБ. Более того, наблюдается изменение порядка следования кривых, соответствующих переходу от случая прихода сигнала по нормали к оси антенной решётки к случаю скользящего падения.

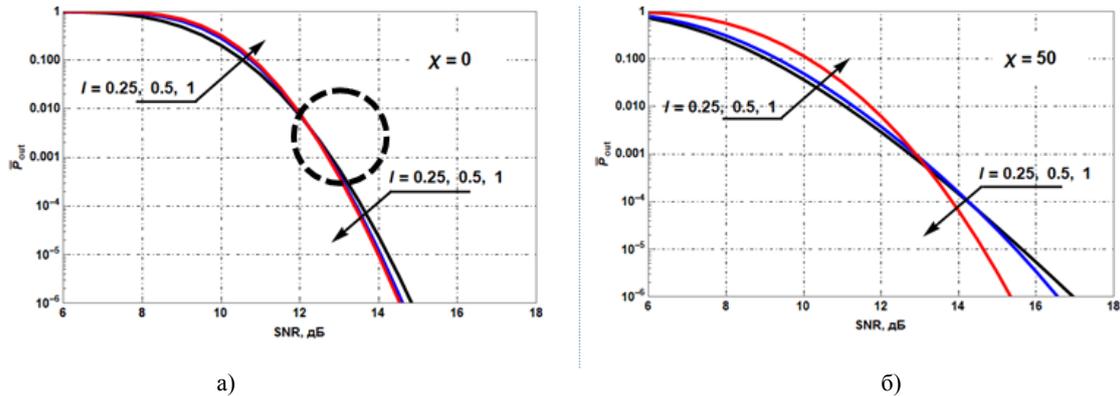


Рис. 3. Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ при различных электрических расстояниях между элементами в антенной решётке  $l$ : а) для изотропной антенной решётки ( $\chi = 0$ ); б) для решётки с узкой ДН ( $\chi = 50$ )

Антенные решётки ММО систем могут иметь большое количество элементов, которые требуется разместить в ограниченном объёме пространства. В таких ситуациях возникает необходимость размещать элементы антенной решётки на расстояниях меньших классической рекомендации, т.е. ближе, чем на  $l = 0.5$ . При этом плотное размещение может как ухудшить ситуацию, так и улучшить её (как показано на рис. 3). Как и на рис. 2, наблюдается область ОСШ (от 12.5 до 13 дБ для  $M = 512$ , конфигурации  $8 \times 4$  и случая прихода сигнала по нормали к оси решётки), в которой порядок следования кривых, соответствующих различным электрическим расстояниям между элементами, меняется. При малых ОСШ лучшую  $\bar{P}_{out}$  обеспечивают более плотно размещённые элементы, а при больших – более редко. Сравнение случаев изотропной (рис. 3, а) и направленной (рис. 3, б) антенных решёток показывает, что влияние электрического расстояния между элементами сильнее при высокой направленности ДН – правильным размещением элементов можно понизить требования к ОСШ, обеспечивающему заданную вероятность прерывания, на 1 дБ (при малых ОСШ и плотном размещении) или даже на 1.7 дБ (при больших ОСШ и разреженной решётке). В случае же использования изотропных излучателей (рис. 3, а) расхождение кривых является несущественным (доли дБ), т. е. изменение расстояния между элементами нельзя использовать в качестве способа повышения надёжности связи. Так как в целом хорошие значения вероятности прерывания связи достигаются при ОСШ, больших 12 дБ, то при выполнении этого условия и использовании для обеспечения высокого уровня полезного сигнала высоконаправленных антенн следует ожидать на порядок большей вероятности прерывания связи, чем это было бы при использовании слабонаправленных антенн.

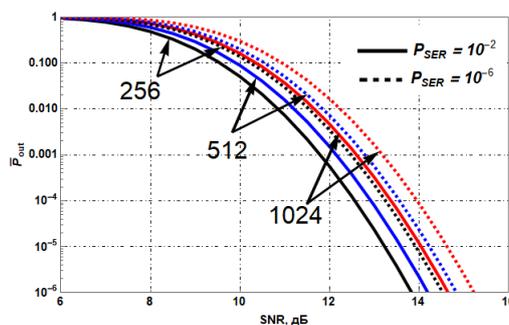
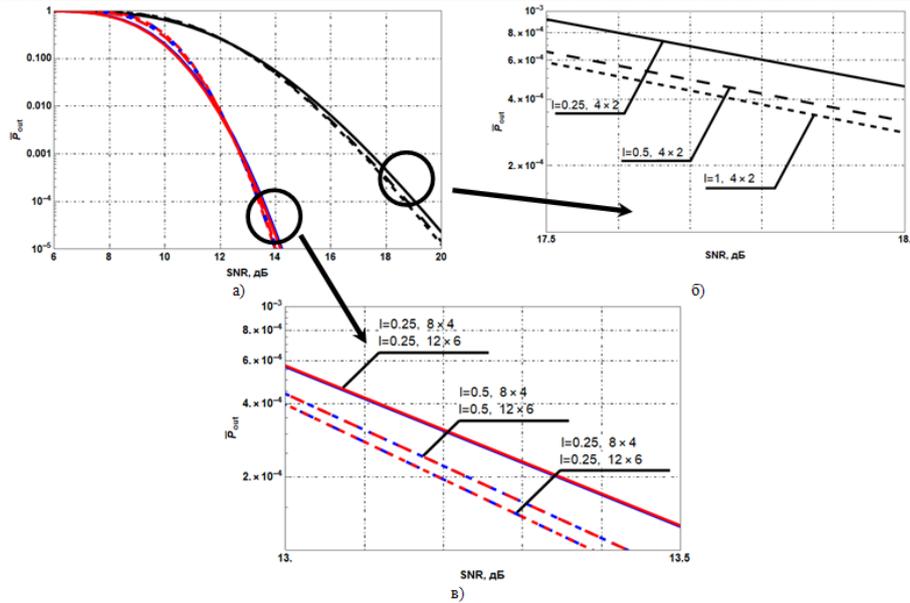


Рис. 4. Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ при  $l = 0.25$ ,  $\chi = 0$ , различных предельно допустимых значениях вероятности символьной ошибки и размеров QAM-созвездия (256, 512, 1024) в  $8 \times 4$  ММО системе

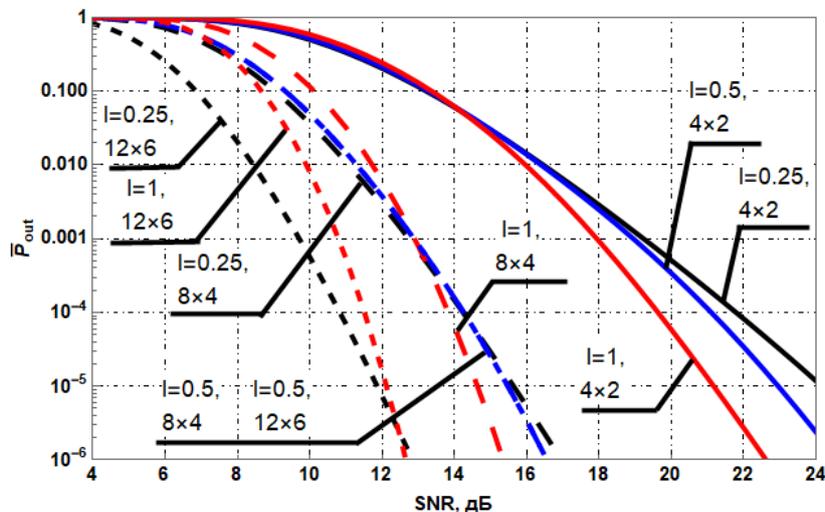
В случае плотно расположенных изотропных антенных элементов, образующих антенную решётку с практически ненаправленной ДН, оказывают существенное влияние размерность модуляции и вероятность предельной символьной ошибки. С увеличением  $M$  от 256 до 1024 требуемое отношение сигнал-шум возрастает в зависимости от заданной надёжности (рис. 4). При вероятности прерывания связи  $10^{-6}$  величина эффекта составляет около 1 дБ. Выбором более низкоразмерных созвездий (256 вместо 1024) при ОСШ, например, 12 дБ можно добиться повышения надёжности на порядок (рис. 4, сплошные линии). На этом же рисунке демонстрируется и влияние пороговой величины символьной ошибки  $P_{SER}$ . При ослаблении требований к  $P_{SER}$  с  $10^{-6}$  до  $10^{-2}$  надёжность возрастает в несколько раз, а при заданной надёжности  $10^{-6}$  требуемое ОСШ понижается на 0.9 дБ. Интересно отметить, что кривая для вероятности ошибки  $10^{-6}$  и размерности модуляции 1024 практически совпадает с кривой для вероятности ошибки  $10^{-2}$  и модуляции 256, что означает возможность компромисса между двумя этими параметрами в зависимости от необходимости, то есть можно обменять одно на другое без снижения надёжности.



**Рис. 5.** Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ: а) для различных конфигураций антенной системы; б) увеличенный участок для 4×2 ММО; в) увеличенный фрагмент для 8×4 и 12×6 ММО

Рисунок 5 демонстрирует существенную разницу между надёжностью в низкоразмерных системах (4×2, рис. 5, б, а также чёрные линии на рис. 5, а) и высокоэлементных системах (8×4 и 12×6, рис. 5, в, а также синие и красные линии на рис. 5, а). Кривые для малоразмерных систем проходят существенно выше. Таким образом, с ростом размерности антенной системы надёжность ММО повышается, причём чем больше ОСШ, тем сильнее эффект. Так, для случая изотропных излучателей и нормального падения сигнала на антенную решётку при ОСШ 12 дБ повышение размерности с 4×2 до 12×6 позволяет уменьшить вероятность прерывания связи в 43 раза, а при ОСШ 14 дБ улучшение составит уже 60000 раз. Видно, что, начиная с определенной конфигурации, прирост в выигрыше становится незначительным. Для анализируемого набора параметров выигрыш при переходе с 4×2 на 8×4 на уровне вероятности прерывания связи  $10^{-4}$  составляет около 6 дБ, а при переходе с 8×4 на 12×6 – ничтожен (рис. 5, в).

Размерность антенной системы оказывает очень сильное влияние на надёжность связи ненаправленных антенных систем в отличие от плотности компоновки элементов в решётках. Из рис. 5, б видно, что, например, при заданной вероятности прерывания связи  $6 \cdot 10^{-4}$  переход от разреженной компоновки ( $l = 1$ ) к стандартной ( $l = 0.5$ ) в малоразмерной системе позволяет ослабить требования к ОСШ с 17.8 до 17.55 дБ, т.е. на 0.25 дБ, а переход к плотной компоновке ( $l = 0.25$ ) – на 0.05 дБ, что несущественно. Аналогичен эффект и для высокоэлементных систем (рис. 5, в).



**Рис. 6.** Зависимости вероятности прерывания связи от ОСШ для различных конфигураций антенных систем и различной плотности компоновки элементов в антенных решётках для случая нормального падения сигнала и решёток из высоконаправленных элементов

В случае же использования направленных излучателей эффект от расположения антенных элементов оказывается крайне весомым (рис. 6) и может достигать при высоких требованиях к вероятности прерывания связи 4 дБ для 12×6, около 2 дБ для 8×4 и 3 дБ для 4×2. Видно, что для всех конфигураций существует такое ОСШ, при котором порядок следования кривых меняется, и выигрыш, достигаемый при более плотной компоновке, сменяется большим проигрышем. С ростом размерности антенной системы эта область сдвигается в сторону меньших ОСШ и меньших вероятностей прерывания связи. То есть если для системы 4×2 и приемлемых  $\bar{P}_{out}$  преимущество дают разреженные антенные решётки, и достигается оно при ОСШ более 12 дБ, то для системы 12×6 эти же значения  $\bar{P}_{out}$  достигаются при ОСШ меньших 12 дБ и преимущество дают стандартная или даже уплотнённая компоновки. При классическом межэлементном расстоянии в половину длины волны увеличение размера антенной системы вдвое (с 4×2 до 8×4) приводит к снижению ОСШ, требуемого для достижения вероятности прерывания связи на уровне  $10^{-5}$ , на 8 дБ, что является крайне существенным с практической точки зрения.

### Заключение

В работе был проведен подробный анализ факторов, влияющих на надёжность связи в смысле вероятности прерывания связи. Самое большое влияние оказывает конфигурация антенной системы. Переход к высокоэлементным антенным решёткам позволяет выиграть по величине ОСШ, требуемого для достижения заданной вероятности прерывания связи, до нескольких дБ. Однако существует предел, за которым дальнейшее увеличение числа антенных элементов не имеет практического смысла.

Обнаружено существование области, в которой порядок следования зависимостей вероятностей прерывания связи от ОСШ для различных преимущественных направлений прихода сигнала, фактора, характеризующего ширину ДН антенн, электрического расстояния между элементами в решётке, меняется на противоположный. Области значений ОСШ и  $\bar{P}_{out}$ , в которых это происходит, определяются размерностью антенной системы.

В целом, можно сделать заключение о преимуществе высокоэлементных систем из ненаправленных антенных элементов по сравнению с малоэлементными и направленными антенными решётками, в том числе из-за нечувствительности их надёжности к преимущественному направлению прихода сигнала.

### Литература

1. *Chávez-Santiago R., Szydelko M., Kliks A., Foukalas F., Haddad Y., Nolan K. E., Kelly M. Y., Masonta M. T., Balasingham I.* 5G: The convergence of wireless communications // *Wirel. Pers. Commun.*, 2015. Vol. 83, issue 3, pp. 1617–1642.
2. *Goldsmith A.* *Wireless communication.* Cambridge University Press. DOI: 10.1017/CBO9780511841224.
3. *Paulraj A., Nabar R., Gore Dh.* *Introduction to Space-Time Wireless Communications.* Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
4. *Lee W.C.Y.* Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas. *IEEE Trans. Commun.*, 1973. Vol. 21, pp. 1214–1224.
5. *Abdi A., Kaveh M.* Space–Time Correlation Model for Multielement Antenna Systems in Mobile Fading Channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002. Vol. 20, issue 3, pp. 550–560.
6. *Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Pankratov D.Yu.* Analysis of the capacity of MIMO channel in fading conditions / 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 4–5 July, 2018, Minsk, Belarus. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456962.
7. *Gvozdev A. and Artemova T.* A closed form analytic expression for Massive MIMO finite-SNR diversity gain in case of correlated Rayleigh channels // 2017 Advances in Wireless and Optical Communication Conference (RTUWO), Riga, Latvia, 2017, pp. 142–146. DOI: 10.1109/RTUWO.2017.8228522.
8. *Jankiraman M.* *Space-Time Codes and MIMO systems,* USA, MA: Artech House, 2004. 327 p.
9. *Mckay M.R.* Random matrix theory analysis of multiple antenna communication systems. Ph.D. dissertation, School of Electrical and Information Engineering, Telecommunications Laboratory, Faculty of Engineering and Information Technologies, University of Sydney, 2007.
10. *Abdi A., Barger J.A. and Kaveh M.* A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station // *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002. Vol. 51, no. 3, pp. 425–434.
11. *Abramowitz M. and Stegun I.* *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables.* Washington, D.C.: U.S. Dept. of Commerce, National Bureau of Standards, 1972.
12. *Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson F., Martezza T.L.* Massive MIMO for next generation wireless systems // *Communications Magazine, IEEE.* 2014. Vol. 52, issue: 2, pp. 186–195.
13. *Malkowsky S., Vieira J., Liu L., Harris P., Nieman K., Kundargi N., Wong I.C., Tufvesson F., Owall V., Edfors O.* The world's first real-time testbed for massive MIMO: Design, implementation, and validation // *IEEE Access*, 2017. Vol. 5, pp. 9073–9088.

# ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ГИПЕРФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ

**Вильдерман Егор Николаевич,**

*Национальный исследовательский университет «МЭИ»;  
АО «Российские космические системы», Москва, Россия,  
[vilderman.en@spacecorp.ru](mailto:vilderman.en@spacecorp.ru)*

**Белов Леонид Алексеевич,**

*Национальный исследовательский университет «МЭИ»;  
АО «Российские космические системы», Москва, Россия*

## **Аннотация**

*Выполнено исследование возможностей формирования ансамбля ортогональных сигналов с гиперфазовой модуляцией, который обеспечивает приближение к максимально возможным значениям скорости передачи сообщений по гауссовским каналам беспроводной связи и её энергетической эффективности без использования помехоустойчивого кодирования.*

*Рассмотрен трёхмерный поверхностно-сферический ансамбль из 18 сигнальных точек. Построены пространственная сигнальная диаграмма, идеализированные осциллограммы парциальных сигналов на поднесущих частотах и вид суммарного колебания. Проверена ортогональность любой пары сигнальных позиций.*

*Дана оценка перспектив применения класса сигнальных ансамблей с гиперфазовой модуляцией в типовых системах передачи данных, в том числе, в спутниковых ретрансляторах.*

## **Ключевые слова**

*Гиперфазовая модуляция, поверхностно-сферический ансамбль сигналов, многомерный сигнал, пик-фактор.*

## **Введение**

В настоящее время происходит быстрое развитие систем связи, проявляющееся в увеличении скорости передачи информации в заданной полосе радиочастот, повышении энергетической эффективности системы передачи и надёжности распознавания переданного сообщения. По этой причине основной задачей разработчиков телекоммуникационных систем является увеличение пропускной способности систем связи при заданном уровне помехоустойчивости и электромагнитной совместимости беспроводных средств связи [1-3]. Одним из перспективных методов приближения к предельным значениям пропускной способности, энергетической и спектральной эффективности таких систем в условиях аддитивного белого гауссовского шума в физическом канале связи представляется применение предложенного М. А. Быховским нового класса поверхностно-сферических ансамблей сигналов с гиперфазовой модуляцией (ГПФМ, НРМ – Hyper Phase Modulation). В [1] показано, что такие сигнальные конструкции могут обеспечивать близкие к потенциально возможным значения удельной скорости передачи сообщения в заданной полосе радиочастот и энергетической эффективности при низкой вероятности ошибок распознавания сообщения в месте приёма. Аналогичные теоретические результаты получены в работах зарубежных авторов [4 – 7]. Особый акцент в данных исследованиях делается на том, что применение сигналов с гиперфазовой модуляцией может качественно улучшить спутниковые системы связи за счет обеспечения более низкого уровня вероятности битовой ошибки по сравнению с традиционными видами модуляции при малых отношениях сигнал/шум. Данное обстоятельство показывает высокие перспективы использования поверхностно-сферических ансамблей сигналов. Однако вопросы применения сигналов с гиперфазовой модуляцией все еще недостаточно освещены в литературе, а технические решения по оптимизации устройств формирования модулированных колебаний и их демодуляции в месте приёма требуют дополнительного исследования.

**Цель работы:** исследовать возможность формирования трехмерного поверхностно-сферического сигнального ансамбля с гиперфазовой модуляцией и минимальным количеством сигнальных позиций и дать оценку уровня сложности применения таких сигнальных конструкций в радиосистемах передачи информации.

Пример трёхмерного поверхностно-сферического ансамбля ГПФМ-сигналов с минимальным количеством сигнальных позиций представлен на рисунке 1. Декартова система координат на нём образована ортогональными осями  $X$ ,  $Y$  и  $Z$ . Параметром ансамбля выступает угол места  $\alpha$ , определяющий угловой интервал между окружностями на поверхности сферы, на которых расположены сигнальные позиции.

Значение угла места  $\alpha = \pi / 4$  определяет положение трёх сечений поверхности сферы, на которых располагаются сигнальные позиции. В состав ансамбля на этом рисунке входят: восемь сигнальных точек  $S_6, \dots, S_{13}$ , расположенных на экваториальной плоскости; пять сигнальных точек  $S_1, \dots, S_5$ , расположенных в сечении на нижней полусфере и пять сигнальных точек  $S_{14}, \dots, S_{18}$ , расположенных в сечении на верхней полусфере. Всего ансамбль насчитывает 18 сигнальных точек. Значения сферических и декартовых координат для каждой из точек вычисляются по соотношениям из [1], которые определяют одинаковое евклидово расстояние между ближайшими сигнальными точками, обеспечивающее заданную вероятность межсимвольной ошибки.

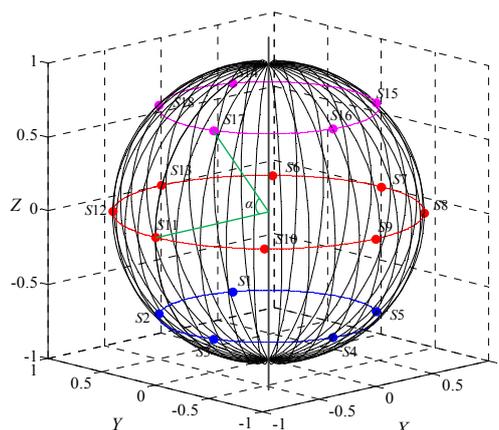


Рис. 1. Сигнальное созвездие поверхностно-сферического ансамбля сигналов с углом места  $\alpha = \pi / 4$

При дальнейшем увеличении угла места происходит отдаление вторичных окружностей от экваториальной, уменьшение их радиуса, а также соответственное уменьшение расстояния между элементарными сигналами на вторичных окружностях. При уменьшении угла места появляется возможность увеличить количество вторичных окружностей и повысить информационную ёмкость ГПФМ-сигнала. Однако, в этом случае снижается помехоустойчивость передачи из-за уменьшения углового расстояния между элементарными сигналами. Также существует возможность располагать сигнальные точки таким образом, чтобы избежать перехода амплитуды огибающей суммарного сигнала через ноль и за счет этого увеличить средний уровень мощности сигнала и уменьшить вероятность ошибочного распознавания.

На рисунке 2 показана предложенная в [1] схема ГПФМ-модулятора. В её состав входят: три генератора (ГЕН, ГЕН<sub>1</sub>, ГЕН<sub>2</sub>), которые формируют опорное колебание для квадратурных фазовых модуляторов ФМ и сигналы поднесущих частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ ; фазовращатели ФВ; синхронные детекторы СД; перемножители ПМ1, ..., ПМ5; сумматор СУМ.

Значения частоты генераторов поднесущих колебаний ГЕН<sub>1</sub> и ГЕН<sub>2</sub> сдвинуты между собой на минимальную величину  $|\omega_1 - \omega_2| = \frac{2\pi}{T_{\text{сим}}}$ , ( $T_{\text{сим}}$  – длительность символьного интервала) для

обеспечения взаимной ортогональности передаваемых сигналов. Парциальные сигналы  $W_1(t)$ ,  $W_2(t)$ ,  $W_3(t)$  на выходах перемножителей ПМ1, ПМ3 и ПМ5 характеризуются значениями амплитуды и квадратурного фазового сдвига поднесущих колебаний, которые задаются в Блоке формирования индексов модуляции. Выходной сигнал  $S(t)$  является аддитивной суммой трёх указанных парциальных колебаний.

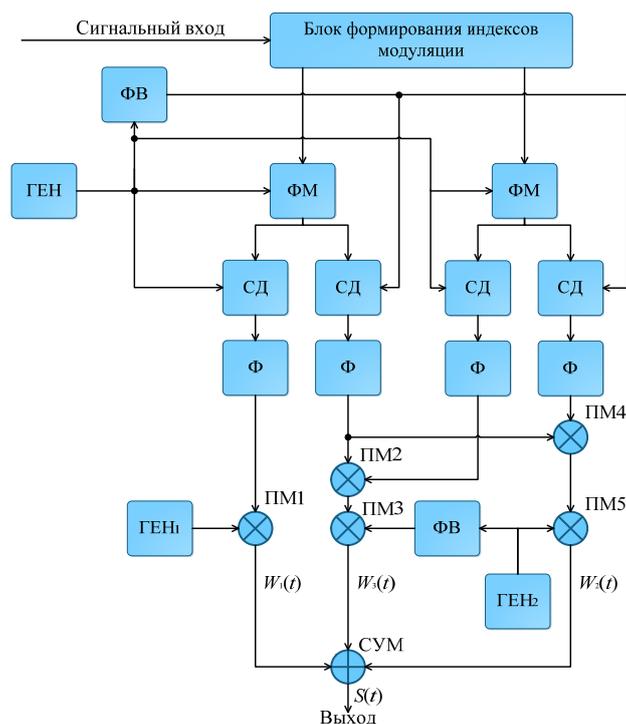


Рис. 2. Функциональная схема модулятора трёхмерного ГПФМ-сигнала [1]

С помощью имитационной модели получены и представлены на рисунке 3 осциллограммы парциальных колебаний  $W_1(t)$ ,  $W_2(t)$ ,  $W_3(t)$  на поднесущих частотах и суммарный ГПФМ-сигнал  $S(t)$  для одной из реализаций 18-символьного фрагмента поступающего на сигнальный вход информационного потока. Сигналы на символьных интервалах на данной реализации для наглядности расположены в том же порядке, как они пронумерованы на рис. 1.

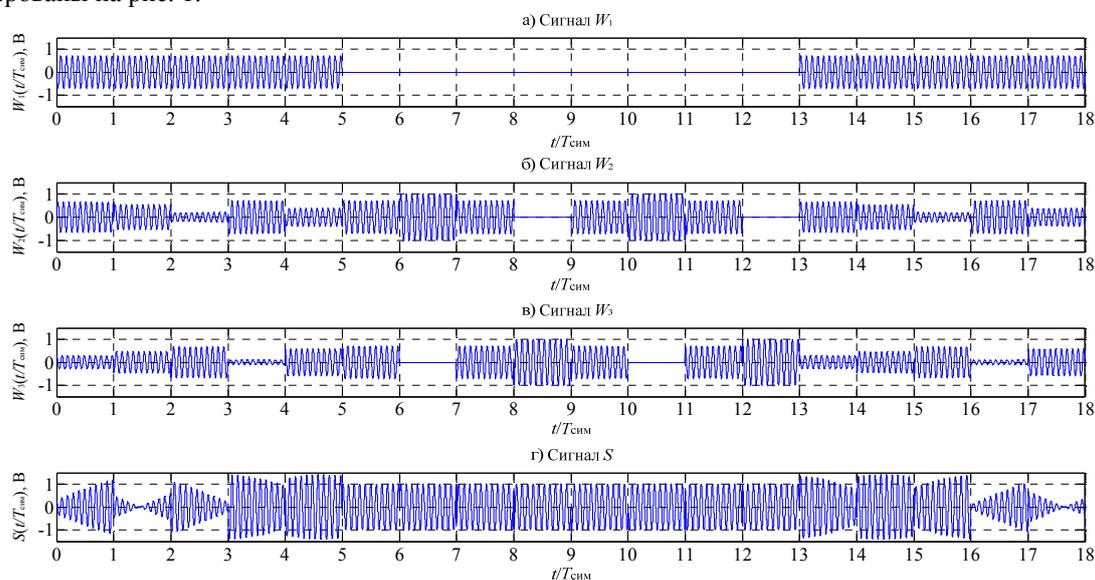


Рис. 3. Осциллограммы парциальных колебаний  $W_1(t)$ ,  $W_2(t)$ ,  $W_3(t)$  и суммарного сигнала  $S(t)$

Рассмотрение графиков  $W_1(t)$ ,  $W_2(t)$  и  $W_3(t)$  показывает, что парциальные колебания представляют собой чередование радиоимпульсов с установленными значениями амплитуды, начальной фазы и частоты. Изменение огибающей суммарного сигнала  $S(t)$  на некоторых символьных интервалах вызвано суммированием на них колебаний смещённых частот.

На рисунке 4 приведена осциллограмма суммарного сигнала  $S(t)$  и приближение переходов на границах некоторых символьных интервалов.

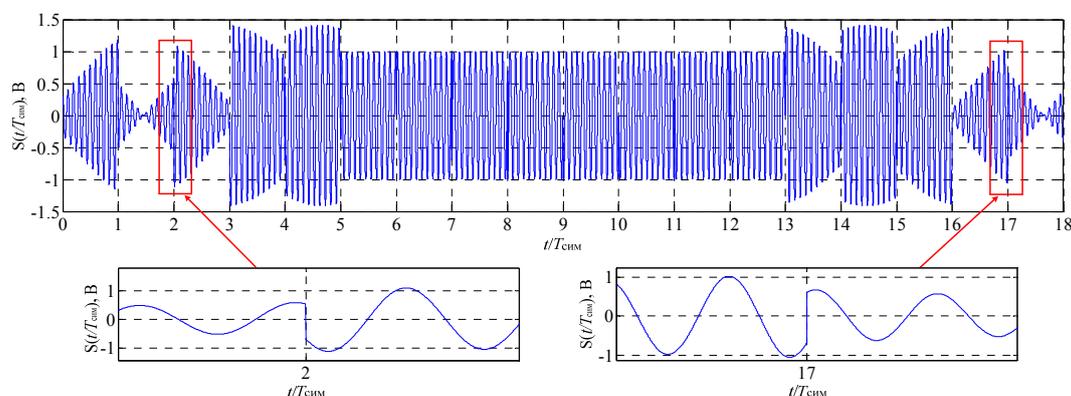


Рис. 4. Осциллограмма суммарного сигнала  $S(t)$  и приближение процессов на границах 2-го и 17-го символьных интервалов

Из рассмотрения рисунка 4 видно, что смена сигнальных точек в суммарном ГПФМ-сигнале сопровождается скачкообразными изменениями мгновенных значений выходного сигнала, а также фазы, амплитуды и частоты квазигармонического сигнала при указанных выше идеализированных параметрах устройства формирования сигнала, а также плавными изменениями указанных параметров ГПФМ-сигнала.

С помощью имитационной модели в рамках данной работы проверена ортогональность сигнальных точек рассмотренного ансамбля. В таблице 1 приведены расчётные декартовы координаты сформированных по схеме рисунка 2 сигнальных точек восемнадцати-позиционного поверхностно-сферического ансамбля.

Декартовы координаты сигнальных точек ансамбля

№	X	Y	Z	№	X	Y	Z	№	X	Y	Z
S1	0,292	0,644	-0,707	S7	0	1,000	0	S13	1,000	0	0
S2	-0,465	0,533	-0,707	S8	-0,707	0,707	0	S14	0,293	0,644	0,707
S3	-0,678	-0,202	-0,707	S9	-1,000	0	0	S15	-0,465	0,533	0,707
S4	-0,097	-0,700	-0,707	S10	-0,707	-0,707	0	S16	-0,678	-0,202	0,707
S5	0,597	-0,378	-0,707	S11	0	-1,000	0	S17	-0,097	-0,700	0,707
S6	0,707	0,707	0	S12	0,707	-0,707	0	S18	0,597	-0,378	0,707

Оптимальный приёмник моделировался в виде интегрирующего коррелятора между поступившим на вход решающего устройства приёмника суммарным колебанием и идеальными сигналами поднесущих. Осциллограммы корреляторов представлены на рисунке 5. Из рассмотрения рисунка 5 видно, что для всех рассмотренных сигнальных точек S1 и S5 выходной сигнал коррелятора в момент окончания символа точно совпадает с координатами, приведенными в таблице 1. Это также справедливо для остальных точек сигнального ансамбля. Полученные результаты подтверждают ортогональность сигнальных точек рассмотренного ансамбля.

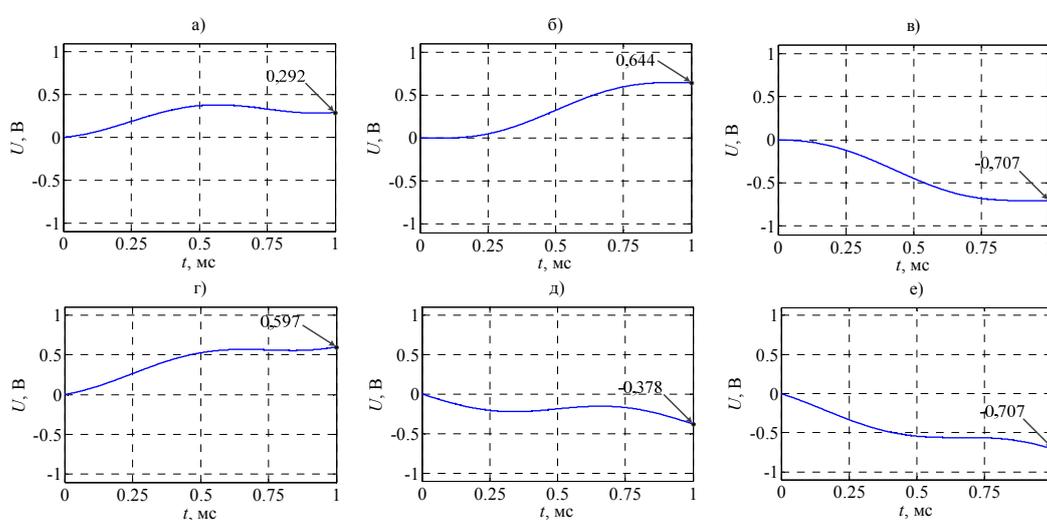


Рис. 5. Осциллограммы корреляторов при приеме сигнала S(t) на длительности символа S1: координаты а) X, б) Y, в) Z символа S5 : координаты г) X, д) Y, е) Z

Таким образом, проверено, что рассмотренный ансамбль сигналов обладает представленными в [1] свойствами по высокой энергетической и спектральной эффективности в условиях гауссовского канала передачи и позволяет повысить удельную скорость передачи сообщений в заданной полосе радиочастот.

Вместе с тем, выявлены особенности ГПФМ-сигнала в виде скачкообразных изменений основных параметров колебания на границах передаваемых символов, плавные изменения ключевых параметров сигнала на протяжении длительности символа будут приводить к увеличению пик-фактора выходного сигнала, а далее, вследствие этого, к внеполосным излучениям, искажениям и другим нежелательным проявлениям.

Результаты исследования указывают на необходимость дополнительной проработки технических решений по реализации устройств формирования индексов модуляции, переноса сложного ГПФМ-сигнала на несущую радиочастоту, усиления мощности, обработки и демодуляции принятого сообщения при соблюдении установленных требований по интермодуляционным искажениям и по уровню внеполосных излучений, нарушающих требования электромагнитной совместимости.

### Выводы

Исследован простейший поверхностно сферический ансамбль сигналов, состоящий из 18 сигнальных точек, лежащих на трех окружностях, принадлежащих поверхности сферы. Рассмотрены осциллограммы сигнала с гиперфазовой модуляцией и его поднесущих. Отмечено наличие скачков фазы сигнала на переходах между позициями. Показана ортогональность компонентов ГПФМ-сигнала. Выявлены направления дальнейших исследований технической возможности приближения параметров линий беспроводной связи к их потенциальным возможностям. Отмечена перспективность направления

---

**Литература**

1. *Быховский М.А.* Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи, М.: Техносфера, 2018. 309 с.
2. *Журавлёв В.И., Руднев А.Н.* Цифровая фазовая модуляция. М.: Радиотехника, 2012. 208 с.
3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е. М.: Изд. дом Вильямс, 2003. 1104 с.
4. *Caldwell J., Tummala M.* Hyper phase shift keying (HPSK) modulation, IEEE, 2007 Conference record of the Forty-first Asilomar conference on signals, systems, and computers.
5. *Caldwell J., Robertson C.* M-ary Hyper phase-shift keying over non-linear satellite channels, IEEE, 2009, Pacific Rim conference on communication, computers and signal processing.
6. *Forney G.D., Gallager R.G., Lang G.R.* Multidimensional constellations-Part I: Introduction, figures of merit, and generalized cross constellations, IEEE J. Select. Areas Commun. Vol 7, 1989 № 8.
7. *Forney G.D.* Multidimensional constellations-Part II: Voronoi constellations, IEEE I. Select. Areas Commun. Vol 7, 1989 № 8.

# СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСТРОЙСТВ БЫСТРОГО ПОИСКА ПО ЗАДЕРЖКЕ КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

**Витомский Евгений Владиславович,**

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), старший преподаватель, Москва, Россия,*  
[euvit@ya.ru](mailto:euvit@ya.ru)

**Михайлов Владимир Юрьевич,**

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), профессор, доцент, д.т.н., Москва, Россия,*  
[mihvj@yandex.ru](mailto:mihvj@yandex.ru)

## Аннотация

Рассматриваются асинхронные адресные и контрольно-измерительные системы, использующие сложные кодированные сигналы. Данная работа посвящена анализу показателей эффективности метода обработки и устройств поиска по задержке. Проблема возникает при использовании длинных кодовых последовательностей в условиях ограниченного времени наблюдения сигнала и высоких требований к надежности и точности синхронизации. В этих условиях использование различных неоптимальных методов и алгоритмов поиска, в частности, последовательно-параллельного поиска, последовательных алгоритмов принятия решений на основе сегмента последовательности, отдельной обработки компонентов принятых комбинированных последовательностей ограничено из-за снижения энергоэффективности или усложнение реализации систем. Эффективность поиска кода по задержке можно охарактеризовать структурой устройств поиска и выбором стратегии поиска. Также необходимы индикаторы, позволяющие оценивать и сравнивать производительность различных подходов начальной синхронизации при различных параметрах системы и условиях канала. Данная статья посвящена поиску и анализу показателей эффективности метода обработки и модели устройства поиска, близких по энергоэффективности к оптимальной схеме, а также сопоставительной оценке эффективности рассматриваемых быстрых преобразований. Показано, что предложенные показатели подтверждают выигрыш по среднему времени поиска для предлагаемых вариантов схемы задержки сбора данных. Результаты работы будут полезны специалистам, занимающимся проектированием инфокоммуникационных систем, использующих сложные сигналы с большой базой.

## Ключевые слова

Асинхронно-адресные системы; командно-измерительные системы; сложные кодированные сигналы; быстрый поиск по задержке; показатели эффективности; сравнительная оценка.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Эффективность процедур поиска кода тесно зависит от структуры детектора и типа используемой стратегии поиска. Быстрый поиск длинных последовательностей при низком соотношении входного сигнала к шуму (С/Ш) относительно простым оборудованием является традиционно трудной проблемой [1].

Процесс поиска может начаться с любой ячейки области неопределенности. Следовательно, время, необходимое для достижения синхронного состояния, является случайной величиной. Эффективность поиска кода по задержке может быть охарактеризована рядом параметров ячейки, позволяющим в целом независимую оптимизацию структуры детектора и выбор стратегии поиска.

Наиболее распространенные показатели эффективности, используемые для оценки процесса поиска кода по задержке, - это среднее время поиска  $\overline{T}_{ACQ}$  и дисперсия времени поиска  $\sigma_{ACQ}$ . Эти показатели позволяют оценивать и сравнивать эффективность различных подходов начальной синхронизации при различных параметрах системы и условиях канала. Таким образом, они представляют интерес с теоретической и практической точки зрения.

Для сравнения различных схем поиска в одних и тех же условиях положим, что принятый сигнал сначала демодулируется и проходит согласованную символьную фильтрацию перед обнаружением, так что временные границы символов последовательности известны заранее.

В данной статье рассматриваются три схемы поиска: оптимальная, двухэтапная квазиоптимальная схема с детектором на первом этапе поиска и схема последовательного поиска [2].

Вариант квазиоптимальной схемы поиска задержки максимально приближен к оптимальной с учетом применяемой цифровой обработки. Особенностью схемы является наличие промежуточного блока принятия решения о наличии синхронизации по компоненте  $\tau_1$ . Демультимплексор (1) выбирает символы входных последовательностей длиной  $N$  с шагом  $\sqrt{N}$  и распределяет их по  $\sqrt{N}$  накопительным сумматорам.

Логика устройств (1) и (2) подчиняется правилам отображения символов кодовой последовательности в абстрактные элементы поля Галуа и его подполей [3]. В блоке принятия решений (4) оцениваются гипотезы о наличии синхронизации по  $\tau_1$ .

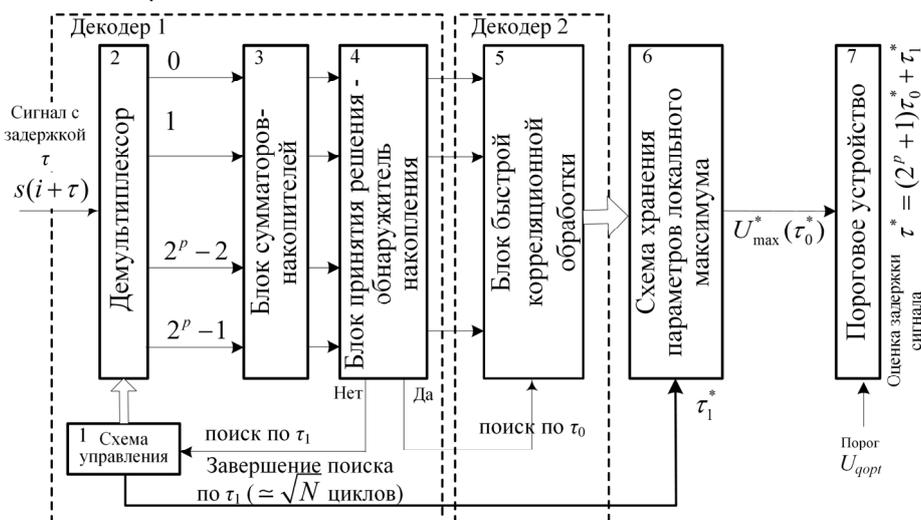


Рис. 1. Квазиоптимальная двухэтапная схема поиска по задержке с детектором на первом этапе

В случае положительного решения результат накопления сумматоров-накопителей (3) передается в блок быстрой корреляционной обработки (5). В случае принятия решения об отсутствии накопления содержимое сумматоров-накопителей не передается на корреляционную обработку, и в схему управления (2) отправляется сигнал для продолжения поиска по  $\tau_1$ .

Особенностью этой реализации является более экономичный поиск по задержке - декодер 2 становится активным только после принятия решения о синхронизации по  $\tau_1$ . Простое сравнение с оптимальной схемой показывает идентичность схем в тех случаях, когда детектор накопления не ошибается. Таким образом, качественные показатели квазиоптимальной схемы полностью определяются двумя ошибочными событиями декодера 1:

- 1) принятие решения о наличии синхронизации, когда не было синхронизации («ложная синхронизация»);
- 2) принятие решения об отсутствии синхронизации в то время, когда она фактически присутствует («пропуск синхронизации»).

Конечно, вероятности этих ошибочных решений зависят от способа принятия решения блоком 4. Наиболее подходящей является процедура сравнения с некоторым выбранным порогом суммы модулей значений сумматоров-накопителей в блоке 4, поскольку это эквивалентно «прогнозированию» синхронизации по  $\tau_1$ .

## II. АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ УСЛОВИЙ

Как указано в [4],  $\overline{T_{ACQ}}$  и его дисперсия  $\sigma_{ACQ}$  используются тогда, когда нет ограничений во времени поиска, т.е. в случаях, когда канал синхронизации постоянно работает.

Как правило, окончательная мера эффективности схемы поиска по задержке получается из диаграммы перехода состояний для процедуры поиска. Один из многих подходов, в основном применяемых при анализе процедур поиска, - это метод преобразования. Этот метод использует взаимное соответствие, существующее между диаграммой переходов состояний Марковского процесса с дискретным временем и потоковым графом электрических систем [4, 5]. Предполагается, что последний представляет собой моделирование в форме диаграммы потока. Все возможные события, которые могут происходить во время поиска, построены из определения поиска. Каждая ячейка поиска моделируется как узел, а узлы связаны дугами. Дуга характеризуется весом, представляющим вероятность перехода, связанную с перемещением из предыдущей ячейки в следующую ячейку, и параметром преобразования, характеризующимся временем, необходимым для перехода к этой следующей ячейке. Общее описание процесса поиска выражается производящей функцией графа потока. Применяя стандартные методы упрощения потоковых графов, можно вычислить производящую функцию от произвольной начальной ячейки до конечной ячейки поиска. Затем могут быть вычислены среднее время поиска и его дисперсия [4, 6, 7].

Получен результат о монотонном характере этих показателей эффективности как функции от максимального числа  $k$  проверочных гипотез. Поскольку вероятности являются монотонными функциями от величины порога, значит доступна систематическая оптимизация схем поиска.

Наша схема поиска, как и некоторые другие, использует многоэтапный поиск. Однако сравнительная оценка эффективности оптимальной и многоступенчатых систем сбора данных ранее не рассматривалась в теоретически полной форме. Например, в случае ошибки поиска на 1-й стадии, сколько времени потребуется для 2-го этапа и какое минимальное значение такого времени [3, 8]? Требуется ли обратная связь в Декодере 1?

Мы проанализировали эти эффекты, используя стандартную технику диаграмм переходов состояний, и обнаружили, что с небольшой модификацией нашей основной процедуры поиска среднее время успешного поиска ограничивается сверху, используя для этого производящую функцию и вероятность ложной тревоги для каждого из двух этапов является общей. Обе производящие функции вычисляются одинаково. Граница является жесткой и почти равна среднему времени поиска, соответствующего значению максимального количества  $J$  разрешенных попыток поиска.

### III. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

В [8] выведены формулы для оценки характеристик по оптимальной и двухэтапной квазиоптимальной схеме с детектором на первом этапе поиска. Схема поиска часто проектируется так, чтобы иметь минимальное среднее время для данной вероятности успешного поиска. Там же показано общее среднее время и вероятность успешного поиска для двухэтапной схемы.

Такая схема подлежит оптимизации по шести параметрам: вероятность успешного поиска, максимальное количество проверочных гипотез и порог для каждого этапа. Обычно общая вероятность успешного поиска должна быть близкой к единице, поэтому эти два этапных параметра имеют небольшой диапазон.

$N$  - размер неопределенности поиска. Мы предполагаем, что поиск может начинаться с любого узла с одинаковой вероятностью  $1/N$ . Обратите внимание, что только одно состояние, синхронное состояние, может привести к обнаружению, в то время как все другие состояния могут привести к общей ложной тревоге (неудачный поиск). Расчет затрат от любого состояния до обнаружения или производящей функции является стандартной процедурой применения графа потока [9, 10].

#### Вероятность ложного определения задержки

Обозначим вероятность ложного определения задержки по  $\tau_1$  через

$$P_{false\_ \tau_1} = P_{no\_sync\_ \tau_1} - P_{true\_no\_sync\_ \tau_1}, \text{ где}$$

$P_{true\_no\_sync\_ \tau_1}$  - вероятность принятия правильного решения об отсутствии синхронизации по  $\tau_1$ ;

$P_{no\_sync\_ \tau_1}$  - вероятность отсутствия синхронизации по  $\tau_1$ .

Найдем различие в поведении оптимальных и квазиоптимальных схем. Предположим, что блок принятия решений 4 (Рис.1) в оптимальной схеме также присутствует, но он принимает «виртуальные» решения, которые не влияют на работу схемы. Тогда полные вероятности поиска ложной задержки для оптимальной ( $P_{false\_optimum}$ ) и квазиоптимальной ( $P_{false\_quasipt}$ ) схем будут

$$P_{false\_optimum} = P_{no\_sync\_ \tau_1} P_{false\_ \tau_0\_ optimum}, P_{false\_quasipt} = P_{false\_ \tau_1} P_{false\_ \tau_0\_ quasipt} < P_{false\_optimum},$$

где  $P_{false\_ \tau_0\_ optimum}$  и  $P_{false\_ \tau_0\_ quasipt}$  - условные вероятности ложной синхронизации по  $\tau_0$  в оптимальной и квазиоптимальной схемах соответственно.

Квазиоптимальная схема выигрывает у оптимальной схемы по вероятности принятия ложного решения о синхронизации на выходе всего устройства (по компонентам  $\tau_1$  и  $\tau_0$ ) при условии равенства порогов

$U_{opt} = U_{quasipt}$  на величину

$$Gain_{false} = P_{false\_quasipt} - P_{false\_optimum}$$

Это отличие является следствием снижения размера подмножества выборки для окончательного принятия решения блоками 6 и 7 схемы на рис. 1. Разумеется, это скажется и на росте энергоэффективности, имея в виду то обстоятельство, что блок корреляционной обработки осуществляет обработку короткой последовательности не в «реальном времени», т.е. на гораздо более высокой тактовой частоте.

#### Вероятность пропуска определения задержки

Обозначим вероятность пропуска определения задержки по  $\tau_1$  через

$$P_{skip\_ \tau_1} = P_{sync\_ \tau_1} - P_{true\_sync\_ \tau_1}, \text{ где}$$

$P_{true\_sync\_τ1}$  - вероятность принятия правильного решения о присутствии синхронизации по  $τ_1$ ;

$P_{sync\_τ1}$  - вероятность присутствия синхронизации по  $τ_1$ .

Найдем различие в поведении оптимальных и квазиоптимальных схем. Предположим, что блок принятия решений 4 (Рис.1) в оптимальной схеме также присутствует, но он принимает «виртуальные» решения, которые не влияют на работу схемы. Тогда полные вероятности пропуска определения задержки для оптимальной ( $P_{skip\_optimum}$ ) и квазиоптимальной ( $P_{skip\_quasiopt}$ ) схем будут

$$P_{skip\_optimum} = P_{skip\_τ1} P_{skip\_τ0\_optimum} + P_{true\_sync\_τ1} P_{skip\_τ0\_optimum},$$

$$P_{skip\_quasiopt} = P_{skip\_τ1} + P_{true\_sync\_τ1} P_{skip\_τ1\_quasiopt},$$

где  $P_{skip\_τ0\_optimum}$  и  $P_{skip\_τ0\_quasiopt}$  - условные вероятности пропуска синхронизации по  $τ_0$  в оптимальной и квазиоптимальной схемах соответственно.

Квазиоптимальная схема проигрывает оптимальной схеме по вероятности пропуска синхронизации на выходе всего устройства (по компонентам  $τ_1$  и  $τ_0$ ) при условии равенства порогов  $U_{opt} = U_{qopt}$ . Степень отличия определяется не только величиной условной вероятности пропуска синхронизации по второму компоненту задержки  $τ_0$  в оптимальной схеме, но и большим значением вероятности пропуска синхронизации в квазиоптимальной схеме  $P_{false\_τ0\_quasiopt} > P_{false\_τ0\_optimum}$ . Платой за это будет увеличение общей вероятности пропуска синхронизации на величину

$$\begin{aligned} Loss_{skip} &= P_{skip\_τ0\_quasiopt} - P_{skip\_τ0\_optimum} = \\ &= P_{skip\_τ1} (1 - P_{skip\_τ0\_optimum}) + \\ &+ P_{true\_sync\_τ1} (P_{skip\_τ0\_quasiopt} - P_{skip\_τ0\_optimum}) \end{aligned}$$

Полученные потери в итоге приведут к снижению выигрыша квазиоптимальной схемы по времени (количеству шагов) поиска  $M$ -последовательности по задержке. Пусть максимальное количество шагов поиска в отсутствие шума  $\approx \sqrt{N}$ . Тогда пропуск синхронизации приведет в среднем к относительному увеличению количества шагов поиска в  $1 + Loss_{skip} + (Loss_{skip})^2 + \dots + (Loss_{skip})^{\sqrt{N}}$  раз.

Эту величину можно снизить, уменьшив величину порога  $U_{qopt}$  так, чтобы обменять выигрыш в вероятности ложного определения задержки ( $Gain_{false}$ ), значение которого получено для квазиоптимальной схемы, на потерю в вероятности пропуска определения задержки ( $Loss_{skip}$ ).

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложенная квазиоптимальная схема значительно превосходит последовательную одноэтапную схему поиска по среднему времени поиска при низком отношении С/Ш и больших периодах последовательности. Принимая во внимание, что существуют относительно большие наборы  $M$ -последовательностей с низкой взаимной корреляцией, предложенная схема является конкурентоспособной для быстрого поиска по задержке сигналов в асинхронно-адресных и командно-измерительных системах.

2. Мы также обнаружили, что среднее время поиска схемы с обратной связью является нижней границей для среднего времени поиска схемы без обратной связи. Обобщение для  $k$ -этапного поиска является достаточно простым.

3. Для всех схем среднее время поиска сводится к минимуму при условии, что общая вероятность успешного поиска больше или равна 0,95.

4. Преимущество по времени предложенной схемы улучшается при снижении отношения С/Ш.

5. Для предложенной схемы среднее время выполнения может быть близко к таковому для согласованного фильтра, согласованного с эквивалентной последовательностью при значительно меньшей аппаратной сложности.

6. Предложенный способ также превосходит последовательную одноэтапную схему поиска с преимуществом по времени, близким к таковому для последовательной одноэтапной схемы поиска, для желаемой низкой вероятности ложной тревоги и большой вероятности обнаружения.

7. Все три алгоритма испытывают резкую деградацию качества поиска ниже определенного значения отношения С/Ш, после которого показатели лучше, как у оптимальной схемы, так и у последовательного поиска по сравнению с предлагаемой схемой.

8. Однако предложенная схема превосходит как последовательную так и оптимальную схемы в плане минимума  $T_{ACQ}$ , но преимущество оптимальной схемы возрастает с увеличением  $N$ .

Необходимы дальнейшие исследования, чтобы выяснить точное влияние многолучевого замирания и помех множественного доступа на производительность предлагаемой схемы. Однако есть некоторые признаки того, что эта схема может быть более устойчивой к ним, чем традиционные схемы поиска, такие как согласованная фильтрация и последовательный одноэтапный поиск. Что касается замираний, то демультимплексор (1) на Рисунке 1 изменяет «плохое» распределение Рэлея для сигнала в ячейках на выходе накапливающих сумматоров на «хорошее» Гауссово. Таким образом, быстрое преобразование в полях Галуа смеси сигнала с шумом преобразует большую часть мешающей энергии в Гауссов шум, делая поиск задержки более надежным, чем обычный коррелятор для приема в ближней зоне.

### Литература

1. *Bychenkov S., Sakaniwa K., Mikhailov V.* Fast acquisition of PN sequences in DS-CDMA systems with incoherent demodulator // IEICE Transactions On Communications. 2006. vol. E89-B, no. 12, pp. 3319-3334.
2. *Mikhaylov Vladimir Y., & Vitomsky Evgeny V.* (2017). Performance estimation of the fast conversions in Galois field to speed up of subclass M-sequences delay acquisition. 1-3. 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997543.
3. *Mikhaylov V.Yu. and Mazepa R.B.* (2015), "A quick acquisition method with respect to the delay of M-sequences subclass", Science Intensive Technologies, no. 10, pp. 56-62.
4. *Polydoros A. & Simon M.* (1984c) Generalized serial search code acquisition: The equivalent circular state diagram approach. IEEE Trans Commun, vol. COM-32, no. 12, pp. 1260-1268.
5. *Polydoros A. & Weber C.* (1984a) A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part I: General theory. IEEE Trans Commun, vol. COM-32, no. 5, pp. 542-560.
6. *Holmes J.K. & Chen C.C.* (1977) Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems. IEEE Trans Commun, vol. COM-25, no. 8, pp. 778-784.
7. *DiCarlo D.M. & Weber C.L.* (1980) Statistical performance of single dwell serial synchronization systems. IEEE Trans Commun, vol. 28, no. 8, pp. 1382-1388.
8. *Vitomsky E.V. & Mikhaylov V.Y.* (2018). ANALYTICAL MODEL OF NOISE IMMUNITY ESTIMATION OF FAST DELAY ACQUISITION PROCEDURES BASED ON FAST TRANSFORMATIONS. 1-4. 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456999.
9. *Polydoros A. & Glisic S.* (1995) Code synchronization: A review of principles and techniques. In Code Division Multiple Access Communications, In Code-Division Multiple-Access Communications Glisic S & Leppänen P (Eds.), Kluwer Academic Publishers, pp. 225-266.
10. *Benkrinah Sabra & Benslama Malek.* (2013). Effect of multi-users and multipaths on the performance of an adaptive serial acquisition scheme for DS/CDMA systems. 2013 8th International Workshop on Systems, Signal Processing and Their Applications, WoSSPA 2013. 498-503. 10.1109/WoSSPA.2013.6602414.

## ПРЕДСТАВЛЕНИЕ И АНАЛИЗ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ В ПРОСТРАНСТВЕ КОМПЛЕКСНЫХ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ

**Волчков Валерий Павлович,**  
МТУСИ, проф., д.т.н., Москва, Россия,  
[volchkovvalery@mail.ru](mailto:volchkovvalery@mail.ru)

**Манонина Ирина Владимировна,**  
МТУСИ, доц., к.т.н., Москва, Россия,  
[iym@mtuci.ru](mailto:iym@mtuci.ru)

**Санников Владимир Григорьевич,**  
МТУСИ, проф., к.т.н., Москва, Россия,  
[tes\\_mtuci@mail.ru](mailto:tes_mtuci@mail.ru)

### Аннотация

Для аппроксимации и частотно-временного анализа непрерывных сигналов предлагается использовать некаузальные комплексные экспоненциальные модели определяемые в общем случае на бесконечном двухстороннем интервале времени. Показано, что пространство таких модельных сигналов является евклидовым и получены строгие аналитические выражения для их основных характеристик во временной и спектральной областях – свертки сигналов, взаимных корреляционных функций, спектров и взаимных спектральных плотностей и др. Демонстрируются возможности применения полученных формул в системе Матлаб.

### Ключевые слова

Модель Прони, каузальные сигналы, некаузальные сигналы, комплексная экспоненциальная модель, свертка сигналов, взаимная корреляционная функция, взаимная спектральная плотность.

### Введение

Синтезу оптимальных алгоритмов обработки сигналов в различных инфо-телекоммуникационных системах и разработке эффективных методов анализа процессов, наблюдаемых на входе и выходе таких систем, уделяется огромное внимание [1-11]. При этом, хотя основная обработка информации в современных системах осуществляется в цифровом виде, многие получаемые и передаваемые в канал связи сигналы являются аналоговыми. Более того, современные методы синтеза цифровой обработки сигналов часто в качестве прототипов используют аналоговое описание сигналов и линейных систем [3-4]. Это позволяет в процессе синтеза максимально приблизиться к желаемым характеристикам реальных систем или сигналов, а не делать это в конце. Однако построение аналоговых прототипов и их частотно-временной анализ часто наталкивается на обычные проблемы, связанные с интегральным описанием большинства процедур обработки непрерывных сигналов. Например, для вычисления свертки, комплексного преобразования Фурье, корреляционного интеграла, скалярного произведения и др. приходится в общем случае брать довольно сложные интегралы, в том числе несобственные с бесконечными пределами. Даже если ограничиться сигналами с конечной энергией выполнить эти процедуры с получением строгих аналитических выражений не всегда удается. А применение численных методов, особенно в случае нефинитных сигналов, может приводить к трудно контролируемым ошибкам или быть просто неконструктивным. Более эффективный подход к решению этой проблемы основан на переходе к евклидовым подпространствам сигналов, обладающих хорошими аппроксимирующими свойствами реальных процессов и в тоже время позволяющих вычислять любые из перечисленных интегральных преобразований с получением конечных формул. Для инженерной практики при определенных ограничениях таким подходящим универсальным семейством может служить пространство комплексных экспоненциальных сигналов. Однако важно не только выделить такой класс модельных сигналов, но и предложить эффективный алгоритм аппроксимации реальных сигналов такими моделями. Впервые эту задачу применительно к дискретным каузальным экспоненциальным моделям решил Прони, а в дальнейшем метод Прони получил развитие в работах других авторов [1]. Но в основном различные модификации этого метода касались или приспособления его для описания дискретных комплексных периодических сигналов, или разработке более эффективных методов идентификации дискретной модели Прони по наблюдаемой выборке сигнала, в том числе при наличии шума.

В настоящей работе предлагается расширение классической дискретной модели Прони на пространство комплексных непрерывных некаузальных сигналов  $G$  и приводится математическое описание такой расширенной модели. Показано, что данная модель позволяет хорошо аппроксимировать непрерывные сигналы с конечной энергией, используя относительно небольшой набор комплексных параметров. Получены строгие аналитические выражения, позволяющие по заданным параметрам таких модельных сигналов легко рассчитывать их свертку, взаимную и автокорреляционную функции, комплексные и амплитудные спектры,

взаимную спектральную плотность сигналов, энергию и скалярное произведение. Демонстрируются возможности применения полученных формул в системе Матлаб.

Отметим, что большинство известных алгоритмов цифровой обработки сигналов, реализованных в виде программных функций Матлаба [3,4], неявно используют для временного представления сигналов и их линейных преобразований каузальные дискретные экспоненциальные функции, параметры которых могут быть выведены и пересчитаны в соответствующие параметры непрерывных каузальных комплексных экспонент из семейства  $G^+$ . Поэтому предложенный аппарат представления и анализа непрерывных сигналов, основанный расширенной модели Прони, органично вписывается в систему Матлаб в виде дополнительного пакета программных функций и может быть использован для сквозного аналитического описания, анализа и проектирования различных оптимальных систем обработки сигналов с выводом промежуточных результатов обработки в каждой точке системы на экран монитора. При этом нет необходимости контролировать и согласовывать размер и шаг временной и частотной сеток в разных точках системы и привлекать специальные численные методы, как это обычно бывает в дискретных системах – все процедуры обработки сводятся к быстрому пересчету параметров комплексных экспонент с помощью векторно-матричных преобразований, которые очень эффективно реализуются в Матлабе.

### 1. Математическая формализация задачи и ее решение

Рассмотрим множество комплексных непрерывных сигналов  $s(t), t \in \mathbb{R}$  заданных на бесконечном вещественном интервале времени и имеющих конечную энергию  $E_s \triangleq \|s\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt < \infty$ . Известно, что такие сигналы образуют гильбертово пространство  $\Gamma = \{s(t) : \|s(t)\|^2 < \infty, t \in \mathbb{R}\}$ , которое замкнуто относительно любых линейных преобразований, включая комплексное преобразование Фурье. Однако использование такого широкого класса сильно затрудняет описание, как самих сигналов, так и синтез оптимальных устройств их обработки. Действительно, класс сигналов с конечной энергией  $\Gamma$  настолько широк, что получить конечные аналитические формулы для вычисления свертки, корреляционных функций и спектров любых сигналов  $s(t) \in \Gamma$  не представляется возможным. Можно только записать соответствующие интегральные выражения, а их вычисление и структура получаемого решения будет зависеть от входящих в них сигналов. В результате, синтез оптимальных устройств обработки нельзя выразить в простой канонической форме, т.е. довести до конечных формул, не содержащих интегралов.

Проблема будет решена, если мы выберем подходящий подкласс сигналов  $G = \{g(t), t \in \mathbb{R}\} \subset \Gamma$  из гильбертова пространства  $\Gamma$ , который, обладает следующими свойствами.

**А.** Свойство замкнутости по отношению к процедуре свертки, т.е.

$$g(t) = s(t) * u(t) \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)u(t-\tau) d\tau \in G, \quad \forall s(t), u(t) \in G \quad (1)$$

для любых сигналов из  $s(t), u(t) \in G$ . Другими словами, операция свертки не выводит нас за пределы подкласса  $G$ . Это свойство имеет важное значение поскольку, если  $u(t) = h(t)$  – импульсная характеристика линейной системы, то сигнал  $g(t)$  на ее выходе будет описываться именно сверткой (1), а не каким-либо другим оператором.

**Б.** Свойство замкнутости по отношению к процедурам взаимной и авто корреляции, т.е.

$$B_{s,u}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t+\tau)\bar{u}(t) dt \in G, \quad \forall s(t), u(t) \in G, \quad \tau \in \mathbb{R}, \quad (2)$$

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t+\tau)\bar{s}(t) dt \in G, \quad \forall s(t) \in G, \quad \tau \in \mathbb{R}, \quad (3)$$

где верхняя черта обозначает комплексное сопряжение.

**В.** Свойство вычислительной эффективности. Оно заключается в том, что для любых сигналов  $s(t), u(t) \in G$  интегралы (1), (2) и соответствующие преобразования Фурье от них

$$P_s(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad f \in \mathbb{R}, \quad (4)$$

$$G_{s,u}(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} B_{s,u}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad f \in \mathbb{R}, \quad (5)$$

$$G_s(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} B_s(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = |P_s(jf)|^2, \quad f \in \mathbb{R} \quad (6)$$

должны легко вычисляться. Здесь  $P_s(jf)$  – комплексный спектр сигнала  $s(t)$ ,  $G_{s,u}(jf) \in \mathbb{C}$  – взаимный спектр сигналов  $s(t), u(t)$ ,  $G_s(f) \in \mathbb{R}^+$  – спектральная плотность энергии сигнала  $s(t)$ ,  $f \in \mathbb{R}$  – частота в [Гц].

Отметим, что функции взаимной и автокорреляции (2) часто используются в теории оптимальной обработки сигналов (процедур оптимального приема, обнаружения, различения). Кроме того из (2-3) при  $\tau = 0$  получаем две важные сигнальные характеристики – понятия энергии и скалярного произведения:

$$\langle s, u \rangle = B_{s,u}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)\bar{u}(t) dt \in \mathbb{C}, \quad E_s = B_s(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)\bar{s}(t) dt \in \mathbb{R}^+, \quad \forall s(t), u(t) \in G \quad (7)$$

Можно показать, что свойствам **A**, **B**, **B** удовлетворяет специальный класс  $G = \{s(t), t \in \mathbb{R}\}$  двухсторонних (т.е. некаузальных) комплексных экспоненциальных сигналов с конечной энергией  $E_s < \infty$ , представимых в виде конечной линейной комбинации комплексных экспонент:

$$G: s(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} c_l^+ \exp(-p_l^+ t), & t \geq 0 \\ \sum_{m=0}^{M-1} c_m^- \exp(-p_m^- |t|), & t < 0 \end{cases} \quad (8)$$

где  $c_l^\pm = a_l^\pm + jb_l^\pm \in \mathbb{C}$ ,  $p_l^\pm = \alpha_l^\pm + j\beta_l^\pm \in \mathbb{C}$ ,  $p_l^\pm \neq p_k^\pm, \forall l \neq k$ , (в общем случае  $L \neq M$ ) – комплексные параметры сигнала, общее число которых равно  $2(L+M) = 2P_s$ , кроме того выполняется ограничение,  $\alpha_l^\pm = \text{Re}(p_l^\pm) > 0$ , которое необходимо для обеспечения конечности энергии  $E_s < \infty$  таких сигналов. Величина  $P_s = L+M$  называется порядком экспоненциальной модели. Необходимую гладкость сигналов (8) в точке  $t=0$  можно всегда обеспечить дополнительными ограничениями на равенство производных «слева» и «справа» в этой точке. Двойной верхний индекс « $\pm$ » используется здесь и ниже для более краткой записи и означает, что приведенные равенства или неравенства оказываются одновременно справедливыми для параметров с индексом «+» и «-».

Нетрудно убедиться, что экспоненциальный класс  $G = \{s(t), t \in \mathbb{R}\}$  (8) образует евклидовое конечномерное сигнальное подпространство  $G \subset \Gamma$ . Более того, оно оказывается достаточно широким и обладает хорошими аппроксимирующими свойствами. В частности, можно, например, показать, что при соответствующем выборе параметров экспоненциальной модели (8) можно получать финитные сигналы на произвольном конечном интервале  $[a, b] \in \mathbb{R}$  и с заданной гладкостью на его концах [7-11].

При синтезе физически реализуемых линейных систем и фильтров часто рассматриваются только каузальные функции времени  $f(t)$ , которые отличны от нуля только при  $t \geq 0$  и равны нулю при  $t < 0$ . Как частный случай каузальные сигналы могут быть получены из общей структуры (8) при  $c_m^- = 0$ ,  $l = 0, \dots, M-1$ . Тем не менее, вместо  $G$  удобно определить подпространство  $G^+ \subset G$  каузальных комплексных экспоненциальных сигналов с конечной энергией и скалярным произведением (7), представимых в виде конечной линейной комбинации комплексных экспонент:

$$G^+: s^+(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} c_l^+ \exp(-p_l^+ t), & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (9)$$

где  $c_l^\pm = a_l^\pm + jb_l^\pm \in \mathbb{C}$ ,  $p_l^\pm = \alpha_l^\pm + j\beta_l^\pm \in \mathbb{C}$ ,  $p_l^\pm \neq p_k^\pm, \forall l \neq k$  – комплексные параметры сигнала, общее число которых равно  $2L$ , с ограничением  $\alpha_l = \text{Re}(p_l) > 0$ , обеспечивающим конечность энергии таких сигналов.

Можно показать, что класс каузальных сигналов (9) удовлетворяет свойству **A** замкнутости по отношению к односторонней процедуре свертки, т.е.

$$g^+(t) = s^+(t) * u^+(t) \triangleq \int_0^{+\infty} s^+(\tau) u^+(t-\tau) d\tau \in G^+, \quad \forall s^+(t), u^+(t) \in G^+$$

и свойству вычислительной эффективности **B**. Однако, сигналы из класса  $G^+$  не удовлетворяют свойству замкнутости **B** относительно операций (2-3).

По аналогии с (9) определим евклидовое сигнальное подпространство  $G^- \subset G$  антикаузальных комплексных экспоненциальных сигналов

$$G^-: s^-(t) = \begin{cases} 0 & t \geq 0 \\ \sum_{m=0}^{M-1} c_m^- \exp(-p_m^- |t|), & t < 0 \end{cases} \quad (10)$$

которое ортогонально  $G^+$ , обладает свойствами **A** и **B**, не удовлетворяет требованию **B**, но в прямой сумме с  $G^+$  дает пространство сигналов  $G = G^+ + G^-$ . Последнее означает, что для любого сигнала  $s(t) \in G$  справедливо ортогональное разложение на каузальную  $s^+(t)$  и антикаузальную  $s^-(t)$  составляющие

$$s(t) = s^+(t) + s^-(t), \quad s^\pm(t) \in G^\pm, \quad t \in \mathbb{R}. \quad (11)$$

Преобразование Фурье (4) для сигналов (8) с учетом разложения (11) принимает вид

$$P_s(j\omega) = \mathcal{F}(s(t)) = \int_0^{+\infty} s^+(t) \exp(-j\omega t) dt + \int_{-\infty}^0 s^-(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad \omega = 2\pi f \in \mathbb{R}, \quad (12)$$

где подынтегральные функции представляют собой суммы затухающих комплексных экспонент,  $\omega$  – частота в радианах. После вычисления интегралов приходим к следующему выражению для спектра некаузального сигнала  $s(t) \in G$

$$P_s(j\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^+ \frac{1}{p_l^+ + j\omega} + \sum_{m=0}^{M-1} c_m^- \frac{1}{p_m^- - j\omega}, \quad \omega = 2\pi f \in \mathbb{R}. \quad (13)$$

Вместо преобразования Фурье можно использовать двухстороннее преобразование Лапласа

$$L_s(p) = \mathcal{L}(s(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \exp(-pt) dt = \int_0^{+\infty} s^+(t) \exp(-pt) dt + \int_{-\infty}^0 s^-(t) \exp(-pt) dt, \quad p \in \mathbb{C}, \quad (14)$$

которое обычно применяется для анализа линейных некаузальных систем. После взятия интегралов получаем

$$L_s(p) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^+ \frac{1}{p_l^+ + p} + \sum_{m=0}^{M-1} c_m^- \frac{1}{p_m^- - p}, \quad p \in \mathbb{C}. \quad (15)$$

Отметим, что первая сумма в (13), (14) соответствует каузальной части сигнала  $s^+(t)$ , а вторая – антикаузальной части  $s^-(t)$  сигнала (11). Поэтому преобразования (12), (14) для каузальных сигналов (9) могут быть получены из (13), (15) как частный случай при  $c_m^- = p_m^- = 0, \forall m$ . Если сигналы  $s(t) \in G, G^+$  – вещественные, то все их наборы параметров  $\{c_l^+, p_l^+ \in \mathbb{C}\}$ ,  $\{c_m^-, p_m^- \in \mathbb{C}\}$  будут или вещественными, или состоять из комплексно-сопряженных пар.

При описании линейных систем во временной области в пространстве функций  $G$  ее импульсная характеристика  $h(t) \in G$  играет роль сигнала  $s(t) \in G$ , а комплексный коэффициент передачи  $K(j\omega) = \mathcal{F}(h(t))$  и системная функция  $H(p) = \mathcal{L}(h(t))$  с точностью до обозначений описываются теми же выражениями (13), (15). Причем вместо показателей экспонент  $p_l^+, p_m^-$  используются так называемые полюса системной функции  $p_{ol}^+ = -p_l^+, p_{om}^- = -p_m^-$ , а коэффициенты  $c_l^+, c_m^- \in \mathbb{C}$  называются ее вычетами. Таким образом, описания некаузальных непрерывных сигналов и линейных систем отличаются только терминологией и обозначениями.

Перейдем теперь к вычислению основных временных характеристик (1-3) некаузальных сигналов из пространства  $G$ . Пусть сигнал  $s(t) \in G$  описывается выражением (8), а сигнал  $u(t) \in G$  – выражением

$$u(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} d_n^+ \exp(-w_n^+ t), & t \geq 0 \\ \sum_{k=0}^{K-1} d_k^- \exp(-w_k^- |t|), & t < 0 \end{cases}, \quad (16)$$

тогда подставляя эти сигналы в формулу (1), после вычисления интеграла свертки получим

$$z(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} a_l^+ \exp(-p_l^+ t) + \sum_{n=0}^{N-1} b_n^+ \exp(-w_n^+ t), & t \geq 0 \\ \sum_{m=0}^{M-1} a_m^- \exp(-p_m^- |t|) + \sum_{k=0}^{K-1} b_k^- \exp(-w_k^- |t|), & t < 0 \end{cases} \quad (17)$$

$$a_l^+ = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{c_l^+ d_k^-}{p_l^+ + w_k^-} - \sum_{n=0}^{N-1} \frac{c_l^+ d_n^+}{p_l^+ - w_n^+}, \quad b_n^+ = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_m^- d_n^+}{p_m^- + w_n^+} + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_l^+ d_n^+}{p_l^+ - w_n^+} \quad (18)$$

$$a_m^- = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{c_m^- d_n^+}{p_m^- + w_n^+} - \sum_{k=0}^{K-1} \frac{c_m^- d_k^-}{p_m^- - w_k^-}, \quad b_k^- = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_m^- d_k^-}{p_m^- - w_k^-} + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_l^+ d_k^-}{p_l^+ + w_k^-}.$$

Свертка каузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G^+$  получается из (17-18) как частный случай, если положить  $c_m^- = p_m^- = d_k^- = w_k^- = 0, \forall m, k$ .

Вычисление взаимной корреляционной функции (ВКФ) сигналов  $s(t), u(t) \in G$  выполняется аналогичным образом подстановкой (8), (16) в (2) и приводит к выражению

$$B_{s,u}(\tau) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} r_l^+ \exp(-p_l^+ \tau) + \sum_{k=0}^{K-1} q_k^+ \exp(-\bar{w}_k^- \tau), & \tau \geq 0 \\ \sum_{m=0}^{M-1} r_m^- \exp(-p_m^- |\tau|) + \sum_{n=0}^{N-1} q_n^- \exp(-\bar{w}_n^+ |\tau|), & \tau < 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$r_l^+ = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{c_l^+ \bar{d}_n^+}{p_l^+ + \bar{w}_n^+} - \sum_{k=0}^{K-1} \frac{c_l^+ \bar{d}_k^-}{p_l^+ - \bar{w}_k^-}, \quad q_k^+ = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_m^- \bar{d}_k^-}{p_m^- + \bar{w}_k^-} + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_l^+ \bar{d}_k^-}{p_l^+ - \bar{w}_k^-}, \quad (20)$$

$$r_m^- = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{c_m^- \bar{d}_k^-}{p_m^- + \bar{w}_k^-} - \sum_{n=0}^{N-1} \frac{c_m^- \bar{d}_n^+}{p_m^- - \bar{w}_n^+}, \quad q_n^- = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_m^- \bar{d}_n^+}{p_m^- - \bar{w}_n^+} + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_l^+ \bar{d}_n^+}{p_l^+ + \bar{w}_n^+}.$$

Для каузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G^+$  взаимная корреляционная функция выводится из формул (19-20) как частный случай, если  $c_m^- = p_m^- = d_k^- = w_k^- = 0, \forall m, k$ .

Автокорреляционная функция (АКФ) сигнала  $s(t) \in G$  получается из  $B_{s,u}(\tau)$  при условии  $s(t) = u(t)$ . Согласно (8),(16) это означает, что нужно сделать в (19-20) следующие замены  $N \rightarrow L, K \rightarrow M, d_n^+ \rightarrow c_n^+, w_n^+ \rightarrow p_n^+, d_k^- \rightarrow c_k^-, w_k^- \rightarrow p_k^-$ . Если одновременно с этим учесть известное свойство АКФ  $B_s(-\tau) = \bar{B}_s(\tau)$ , получим

$$B_s(\tau) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} r_{ol}^+ \exp(-p_l^+ \tau) + \sum_{k=0}^{M-1} q_{ok}^+ \exp(-\bar{w}_k^- \tau) = B_s^+(\tau), & \tau \geq 0 \\ \bar{B}_s^+(\tau) & \tau < 0 \end{cases} \quad (21)$$

$$r_{ol}^+ = \sum_{n=0}^{L-1} \frac{c_l^+ \bar{c}_n^+}{p_l^+ + \bar{p}_n^+} - \sum_{k=0}^{M-1} \frac{c_l^+ \bar{c}_k^-}{p_l^+ - \bar{p}_k^-}, \quad q_{ok}^+ = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_m^- \bar{c}_k^-}{p_m^- + \bar{p}_k^-} + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_l^+ \bar{c}_k^-}{p_l^+ - \bar{p}_k^-}, \quad (22)$$

Для каузального сигнала  $s(t) \in G^+$  автокорреляционная функция выводится из формул (21-22) как частный случай, если в них положить  $c_m^- = p_m^- = c_k^- = p_k^- = 0, \forall m, k$ .

Отметим, что в суммах (20), (22) знаменатели дробей не должны обнуляться, что накладывает дополнительное требование – все показатели экспонент сигналов не должны совпадать. На практике его несложно выполнить, выбирая, например, для аппроксимации сигналов модели с разными значениями  $L, M, N, K$  или другие методы регуляризации

Используя (7), (19),(21), получим теперь конечные формулы для вычисления скалярного произведения и энергии некаузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G$

$$\langle s, u \rangle = B_{s,u}(0) = \sum_{l=0}^{L-1} r_l^+ + \sum_{k=0}^{K-1} q_k^+, \quad E_s = B_s(0) = \sum_{l=0}^{L-1} r_{ol}^+ + \sum_{k=0}^{M-1} q_{ok}^+, \quad (23)$$

где входящие под знак суммы коэффициенты определяются выражениями (20), (22). Для каузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G^+$  скалярное произведение и энергия получаются из (23) с учетом обнуления указанных выше параметров.

Перейдем теперь к вычислению спектральных плотностей (5-6) для некаузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G$ . Это нетрудно сделать, если учесть, что ВКФ и АКФ согласно (19), (21) также принадлежат пространству  $G$ , а комплексный спектр таких сигналов описывается формулой (13). Поэтому для вычисления взаимной спектральной плотности (ВСП)  $G_{s,u}(jf)$  и спектральной плотности энергии (СПЭ)  $G_s(f)$  достаточно подставить в (13) рассчитанные ранее параметры некаузальных функций ВКФ и АКФ из формул (19) и (21). В результате получаем следующие выражения

$$G_{s,u}(j\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} r_l^+ \frac{1}{p_l^+ + j\omega} + \sum_{k=0}^{K-1} q_k^+ \frac{1}{\bar{w}_k^- + j\omega} + \sum_{m=0}^{M-1} r_m^- \frac{1}{p_m^- - j\omega} + \sum_{n=0}^{N-1} q_n^- \frac{1}{\bar{w}_n^+ - j\omega}, \quad \omega = 2\pi f \in \mathbb{R}, \quad (24)$$

$$G_s(\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} \left( r_{ol}^+ \frac{1}{p_l^+ + j\omega} + \bar{r}_{ol}^+ \frac{1}{\bar{p}_l^+ - j\omega} \right) + \sum_{k=0}^{M-1} \left( q_{ok}^+ \frac{1}{\bar{w}_k^- + j\omega} + \bar{q}_{ok}^+ \frac{1}{w_k^- - j\omega} \right), \quad \omega = 2\pi f \in \mathbb{R}. \quad (25)$$

## 2. Результаты вычислительного эксперимента

В среде Матлаб были разработаны программные модули, позволяющие вычислить и построить графики всех перечисленных в разделе 1 временных и спектральных характеристик сигналов из семейства  $G$ . Чтобы продемонстрировать их работу, были выбраны некаузальные эталонные сигналы  $s_o(t), u_o(t) \in \Gamma$ , описываемые выражениями

$$s_o(t) = \begin{cases} t \exp(-t^2), & t \geq 0 \\ t \exp(-3.5t^2), & t < 0 \end{cases}, \quad u_o(t) = 0.6 \exp(-2.5t^2) \cos(2\pi f_o t + \pi), \quad t \in \mathbb{R} \quad (26)$$

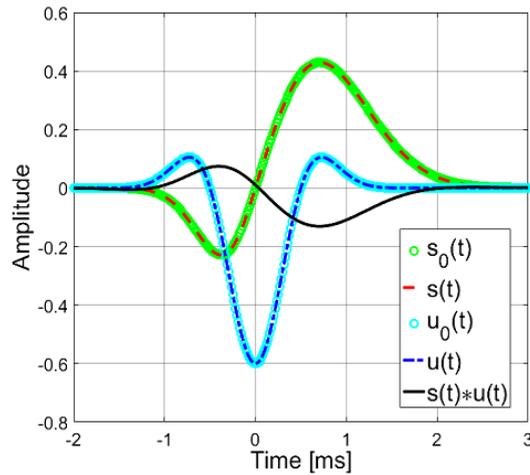


Рис. 1. Эталонные сигналы, их аппроксимации и свертка

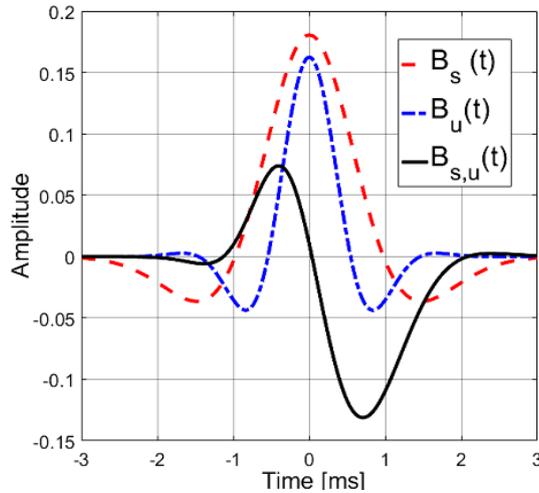


Рис. 2. АКФ и ВКФ сигналов

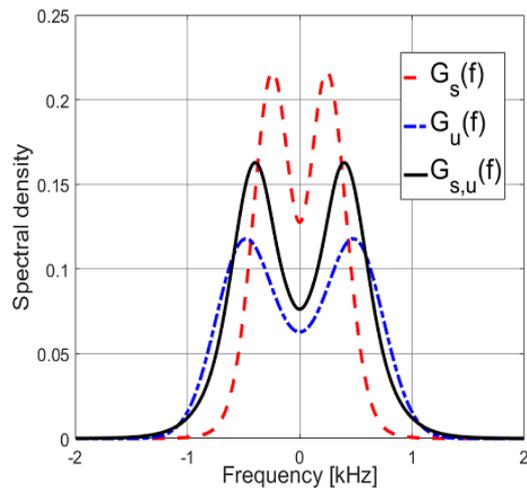


Рис. 3. СПЭ и ВСП сигналов

Затем, каузальная и антикаузальная составляющие этих сигналов дискретизировались на интервале  $T=[-3.5, 3.5]$  и отдельно аппроксимировались методом наименьших квадратов Прони [1], а полученные параметры пересчитывались в адекватные наборы параметров непрерывных некаузальных сигналов  $s(t), u(t) \in G$  (8), (16).

Графики эталонных сигналов (26) и построенных на их основе аппроксимаций  $s(t), u(t) \in G$  представлены на рис.1. Из графиков видно, что они практически сливаются, а среднеквадратические ошибки аппроксимации  $\varepsilon_s = \|s_o - s\|$ ,  $\varepsilon_u = \|u_o - u\|$  для каждого из сигналов не превышают  $10^{-7}$  при порядке экспоненциальных моделей  $P=10$ . Рассчитанная по формулам (17-18) свертка этих сигналов  $z(t)$  представлена на том же рис.1. На рис. 2 приведены графики ВКФ и АКФ сигналов  $s(t), u(t) \in G$ , рассчитанные по формулам (19)-(22), а на рис. 3 – графики спектральных плотностей энергии (СПЭ) и взаимной спектральной плотности (ВСП) этих же сигналов, рассчитанные по формулам (24-25).

### Заключение

1. Предложен расширенный класс комплексных экспоненциальных моделей Прони, включающий в себя непрерывные некаузальные сигналы, заданные на бесконечном временном интервале. Показано, что такие модельные сигналы просты в описании и обладают хорошими аппроксимирующими свойствами.
2. Для сигналов из этого класса получены строгие аналитические выражения для основных временных и спектральных характеристик. Это значительно упрощает анализ оптимальных алгоритмов обработки сигналов, поскольку для точного расчета этих характеристик достаточно знать небольшой конечный набор модельных параметров и нет необходимости привлекать численные методы.
3. Предложенный аппарат представления и анализа непрерывных сигналов, основанный расширенной модели Прони, органично вписывается в систему Матлаб в виде дополнительного пакета программных функций и может быть использован для сквозного и поблочного моделирования различных систем обработки сигналов с выводом на экран промежуточных результатов обработки в каждой точке системы. При этом все процедуры обработки сводятся к быстрому пересчету параметров комплексных экспонент с помощью векторно-матричных преобразований, которые очень эффективно реализуются в Матлабе.

### Литература

1. С.Л. Марпл.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
2. *Оппенгейм А., Шафер Р.* Цифровая обработка сигналов. Москва: Техносфера, 2006. 856 с.
3. *Солонина А.И., Арбузов С.М.* Цифровая обработка сигналов. Моделирование в МАТЛАБ. СПб.: БХВ-Петербург, 2008. 816 с.
4. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. 3-е изд. - СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.
5. John G. Proakis, Masoud Salehi. Digital Communications. 5<sup>th</sup> ed. McGraw-Hill Higher Education. New York. 2008. 1150 p.
6. *Голдсмит А.* Беспроводные коммуникации. Пер. с англ. Н. Л. Бирюкова, Н. Р. Триски под ред. В. А. Березовского. М.: Техносфера, 2011. 904 с.
7. *Волчков В.П., Санников В.Г.* Синтез оптимальных предсказанных финитных сигналов на основе желаемого эталона // Электросвязь. 2018. №5. С. 25-30.
8. *Волчков В.П., Санников В.Г.* Оптимальное канальное прекодирование с ограничением уровня пульсаций на краях символического интервала // Электросвязь. 2017. №6. С. 35-39.
9. *Волчков В.П., Санников В.Г.* Синтез канальных прекодеров для цифровых систем связи с финитным сигнальным базисом // Электросвязь. 2016. №4. С. 41-45.
10. *Sannikov V.G., Volchkov V.P.* Noise stability of transmission of optimum finite signals on the linear communication channel with aliquot poles, p.p. 568-573 "2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO 2018)", Item #: 40677. Publ: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), POD Publ: Curran Associates, Inc. ( Oct. 2018 ).
11. *Sannikov V.G., Volchkov V.P.* Synthesis of preemphasis finite signal bases for reduction of intersymbol interference. 2017 Systems of signal synchronization, generating and processing in telecommunications, SINKHROINFO 2017, page 799751, (DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997511). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2017.

# ПОСТРОЕНИЕ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ РАДИОСЕТИ НА ОСНОВЕ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

**Гурьянов Егор Дмитриевич,**  
*ЯрГУ, студент, Ярославль, Россия*

**Приоров Андрей Леонидович,**  
*ЯрГУ, доцент, д.т.н., Ярославль, Россия*

**Дубов Михаил Андреевич,**  
*ЯрГУ, доцент, к.т.н., Ярославль, Россия,*  
[guryanoved@yandex.ru](mailto:guryanoved@yandex.ru)

## Аннотация

*Рассматривается построение самоорганизующейся радиосети для малых мобильных объектов. В роли таких объектов выступает группа малогабаритных мобильных роботов, которые выполняют задачу исследования лабиринта. Для организации связи между роботами строится ячеистая радиосеть по технологии mesh. Описываются результаты исследований, проведенных с данной группой. Приводится описание малогабаритного робототехнического комплекса, разработанного для моделирования задач группового управления и отмечены пути дальнейших исследований по данной тематике.*

## Ключевые слова

*Самоорганизующиеся сети, групповое управление, группа роботов, ячеистая сеть, радиосеть*

## Введение

В современных исследованиях установлено, что одиночный, даже интеллектуальный робот может решать лишь несложные задачи частного порядка или выполнять простые операции, что говорит о его ограниченных возможностях. Поэтому наиболее эффективным является решение сложных задач одновременно несколькими роботами, т. е. группой роботов.

Современные развивающиеся разработка и производство микроэлектроники с каждым годом позволяют достигать всё большей мобильности и автономности различных электронных устройств. Одновременно с этим, востребованность информационно-передающих систем широким кругом пользователей, а также постоянно растущие требования к их отказоустойчивости и универсальности влекут за собой потребность в переходе от централизованных систем к распределённым. Эти тенденции естественным образом сказываются и на робототехнике, заимствуя уже готовые решения из других сфер, а также рождая абсолютно новые, исходя из существующих робототехнических задач. Разработка распределённой системы управления действиями группы мобильных роботов является комплексной задачей. Она предполагает поиск эффективных программно-аппаратных решений, что создает дополнительные сложности. К ним относятся: совместимость оборудования, необходимость доработки или разработки с нуля элементов системы, учёт влияния различных помех на работу системы, вносимыми внешней средой, а также самой системой. [1].

## Управление группой мобильных объектов

Одними из главных преимуществ распределённых систем управления являются:

- устойчивость системы в случае потери её отдельных элементов;
- модульность системы, которая позволяет заменять элементы на любом из её уровней;
- масштабируемость системы при включении в неё новых элементов;
- возможность выполнения системой большего объёма задач, в сравнении с одиночными элементами.

Несмотря на актуальность данной задачи, в настоящее время отсутствуют решения, которые бы в полной мере удовлетворяли имеющимся потребностям. Существующие системы либо недостаточно функциональны и не соответствуют необходимым требованиям, либо слишком сложны в построении и изучении, что негативно сказывается на процессе их внедрения. Помимо всего этого, даже сложные системы распределённого управления группами мобильных роботов ещё далеки от выполнения необходимых задач и находятся в стадии разработки.

При групповом использовании роботов различного назначения возникает ряд весьма сложных задач. В первую очередь они связаны с проблемой управления ими и организацией взаимодействия роботов группы между собой для наиболее эффективного достижения цели, поставленной перед всей группой. В особенности эта проблема относится к интеллектуальным мобильным роботам с автономной системой передвижения и навигации.

В данном случае под группой интеллектуальных роботов следует понимать некоторое множество роботов, автономно функционирующих в некоторой среде. Каждый робот способен реагировать на изменения среды, а

также взаимодействовать с другими роботами группы для решения единой задачи. Под взаимодействием понимается согласование между роботами группы своих действий помощью связей между ними. В нашем случае используется радиосвязь. Задачу управления роботами группы для достижения цели, поставленной перед группой, будем называть задачей группового управления. Суть задачи группового управления заключается в нахождении и реализации действий для каждого отдельного робота группы, которые приведут к оптимальному, по некоторому критерию, достижению цели, поставленной перед группой.

Возвращаясь к задаче группового управления, оговорим, что группа представляет собой несколько автономных роботов, связанных между собой информационными каналами. Таким образом группа имеет практически однородную структуру. Устройства управления роботами посредством информационных каналов объединяются в информационно-вычислительную сеть. Такая сеть может быть представлена взвешенным графом, изображённым на рис. 1.

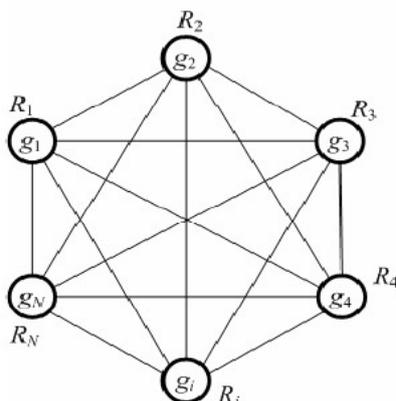


Рис. 1. Полный граф для однородной группы

### Самоорганизующаяся сеть связи

Для функционирования такой группы роботов необходимо построить беспроводную самоорганизующуюся сеть связи. Основными различиями между самоорганизующимися сетями связи и сетями с жестко определенной топологией являются:

- не существует центральный орган, отвечающий за адресацию;
- узлы сети могут присоединяться/покидать сеть или перемещаться произвольным образом.

Кроме того, структура самоорганизующихся сетей зависит от маршрутов между узлами сети. Маршруты зависят от параметров сети, таких как количество узлов в сети, радиуса связи и плотности узлов, и также от выбора протокола маршрутизации для данной сети.

Узлы соединяются, образуя собой беспроводную сеть. Они могут перемещаться в пространстве, могут выбывать из сети, а новые устройства присоединяются и участвуют в её организации. Вследствие этого сеть меняется и перераспределяет функции между узлами автоматически без участия человека [2]. Это является отличием от проводных сетей и управляемых беспроводных сетей, в которых задачу управления потоками данных выполняют маршрутизаторы (в проводных сетях) или точки доступа (в управляемых беспроводных сетях).

При отсутствии единого управляющего центра, каждый узел сети пытается переслать данные, предназначенные другим узлам. При этом определение того, какому узлу пересылать данные, производится динамически, на основании связности сети.

Маршруты зависят от параметров сети: количества узлов, радиуса действия и плотности узлов, протокола маршрутизации [3]. Поиск маршрута между узлами сети является одной из основных задач в сетях связи с самоорганизующейся структурой.

Структуру простейшей самоорганизующейся сети можно представить, как некоторое количество абонентов на площади покрытия сети, и одну или несколько точек доступа к внешним сетям, если таковые имеются. Каждое из абонентских устройств обладает собственным радиусом действия, который зависит от его мощности. Когда абонент сети, находясь на окраине, посылает пакет абоненту, находящемуся в центре сети, происходит так называемый многоскачковый процесс передачи пакета через узлы, находящиеся на пути заранее проложенного маршрута. Поэтому каждый новый абонент за счет своих ресурсов увеличивает радиус действия сети. Следовательно, мощность каждого отдельного устройства может быть минимальной. А это предполагает, как меньшую стоимость абонентских устройств, так и лучшие показатели безопасности и электромагнитной совместимости.

Применение самоорганизующихся сетей имеет ряд преимуществ над беспроводными сетями традиционной архитектуры за счет возможности передачи данных на большие расстояния без увеличения мощности передатчика и необходимости в предустановленной инфраструктуре [4]. Кроме того, такая самоорганизующаяся сеть является устойчивой к изменениям в ее топологии и обладает простотой и высокой скоростью развертывания.

### Реализация самоорганизующейся сети для группы малых мобильных объектов

В данной работе выбор пал на технологию Wireless Mesh Network (WMN) — беспроводная сеть с ячеистой топологией. В ней узлы сети соединяются с несколькими другими узлами каналом данных, при этом принимая на себя функции коммутатора для других узлов, т. е. прямое соединение узел имеет не со всеми рабочими узлами в сети, а только с несколькими соседями. Поэтому при выходе из строя одного из узлов, маршруты динамически перестраиваются, и сеть продолжает работать, хотя и с худшими характеристиками пропускного канала.

Одно из преимуществ mesh-сетей – независимость. Можно создать свою мобильную сеть передачи данных, которую никто не контролирует, и всё время оставаться на связи. Чем больше абонентов – тем плотнее и надёжнее сеть. Таким образом, можно всегда оставаться на связи в местах, где отсутствует традиционная сетевая инфраструктура. Это может оказаться весьма полезно в районах повышенного риска, в местах дикой и неосвоенной природы и удалённых населённых пунктах, где каждое абонентское устройство может принимать участие в процессе передачи важной информации до адресата.

В начале исследования было необходимо подобрать элементную базу. Определяющими факторами при выборе радиомодулей были энергопотребление, габариты и стоимость. Энергопотребление важно потому, что малые мобильные объекты (роботы) несут на борту аккумулятор ёмкостью 180 мА/ч, и помимо радиомодуля должны обеспечивать питание микроконтроллера, а также моторов и датчиков. Поскольку в задачу не входит разработка защищённой системы связи, а также связи на большом удалении, поэтому в качестве средств связи выбраны радиомодули NRF24L01+. Данные радиомодули обладают малым энергопотреблением, работают в частотном диапазоне от 2400 МГц до 2528 МГц, обеспечивают скорость передачи данных до 2 Мбит/с и дальность связи до 100 м.

В проекте предусматривается создание аппаратно-программного комплекса для разработки и исследования новых алгоритмов взаимодействия в группе роботов, а также для апробации уже известных алгоритмов [5].

Разработка включает в себя две составляющие: аппаратную и программную. Аппаратная часть включает в себя несколько малогабаритных роботов, обладающих размерами 35x35x35 мм, микроконтроллерами Atmega 32U4, на плате Pololu A-Star 32U4 Micro, и возможностью автономной работы до 30 минут, а также устройство координатор, использующееся для удобства по контролю и управлению сетью. Роботы обладают сменным аккумулятором, а также возможностью его зарядки без извлечения из корпуса, время зарядки составляет около 30 минут. Для упрощения программирования роботов написана собственная библиотека с примерами, что понизит уровень вхождения для новых разработчиков в эту тематику.

В настоящее время на комплексе отрабатывается задача по исследованию лабиринта малогабаритными роботами и проводке «каравана» по исследованному маршруту. В эксперименте используются один робот в качестве разведчика и два – в качестве каравана. Роботы абсолютно идентичны друг другу по своему устройству. Устройство координатор подключается к компьютеру. Внешний вид малогабаритного робототехнического комплекса представлен на рисунке 2, где изображены три малогабаритных робота и устройство координатор Nano RF. На данном этапе исследований координатор является статичным, однако в дальнейшем планируется отработать алгоритм его назначения другому устройству при отключении (например, выходе из строя из-за разрядки аккумулятора) первого. Также разработано собственное устройство координатор в формате «флешки» с микроконтроллером идентичным микроконтроллеру робота. Такое решение позволяет унифицировать компоненты комплекса, и увеличить объём памяти на координаторе в сравнении с Nano RF. Ведутся работы по получению патента на полезную модель для данной разработки.

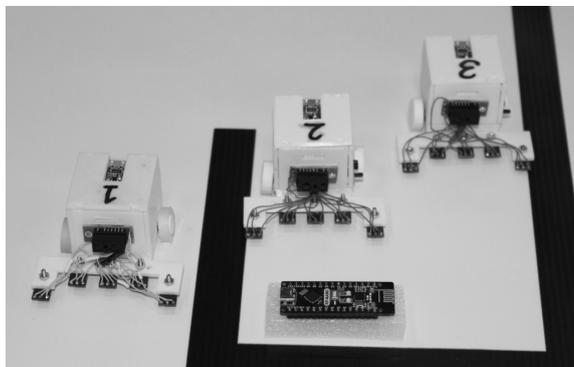


Рис. 2. Малогабаритный робототехнический комплекс

Алгоритм исследования лабиринта реализован по «правилу левой руки», т. е. при нахождении перекрёстка или отворота робот сворачивает налево. Считывание пути, а также усечение тупиков происходит с помощью «паттернов» и их последовательностей [6].

В зависимости от типа паттерна или их последовательностей в строку состояния записывается специальный символ. Некоторые последовательности символов заменяются, как например отсечение тупиковых ветвей.

Также для решения задачи исследования лабиринта все минироботы и устройство координатор включены в mesh сеть. Сеть реализуется при помощи библиотеки RF-24 Mesh [7].

На рисунке 3 представлена смена адреса узла, в данном случае робота разведчика во время исследования им лабиринта.

```

*****Assigned Addresses*****
NodeID: 3 RF24Network Address: 05
NodeID: 1 RF24Network Address: 04
NodeID: 2 RF24Network Address: 03
*****

*****Assigned Addresses*****
NodeID: 3 RF24Network Address: 05
NodeID: 1 RF24Network Address: 043
NodeID: 2 RF24Network Address: 03
*****

```

Рис. 3. Смена адреса устройства

Здесь NodeID – аналог MAC адреса устройства, а Network Address – аналог динамического IP адреса. Топология сети и суть Network Address представлена в таблице 1.

Таблица 1

Базовый узел			00			00			
1-й уровень			01			05			
2-й уровень		011		021			015		
3-й уровень	111			121	221			115	
4-й уровень					1221		1115	2115	3115

То есть, в данном случае соединение узла с NodeID 1 с базовым узлом происходит через узел с NodeID 2. Однако, в отличие от истинной ячеистой сети, имеющей несколько путей от одного узла к другому, данная сеть имеет только один путь, что превращает ее топологию в древовидную структуру. Такой тип топологии сети еще называют partial mesh, что в переводе звучит как неполносвязная топология. Такая топология схематично представлена на рисунке 4.

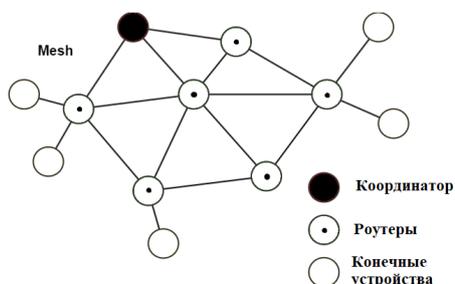


Рис. 4. Топология partial mesh

Полносвязная топология (full mesh) требует связи узлов каждый с каждым, в любом другом случае это уже топология partial mesh. Основным плюсом топологии full mesh является ее надежность, но у этой топологии есть два серьезных недостатка. Первый недостаток сетей с полносвязной топологией заключается в высокой стоимости, при этом, если говорить о сетях Ethernet, может получиться так, что часть линий не используются

большую часть времени и нужны они лишь на всякий случай, когда где-то произойдет обрыв линии связи. Также компьютерные сети с топологией каждый на каждого очень проблематично эксплуатировать из-за огромного количества связей. Однако использование радиоканала, в принципе, делает эту проблему несущественной, тем более что в данной реализации используется временной, а не частотное разделение каналов. Но всё-таки чаще всего достаточно использования partial mesh сети, которая и реализована в работе.

При отправке сообщения заголовок заполняется логическим адресом узла. Если необходимо назначить его узлу, используя данную топологию производителя, необходимо создать подсети, если используется более шести узлов. Поскольку один узел может подключаться только к шести другим узлам: одному родительскому и пяти дочерним. Если родитель выбыл из сети, то все его дочерние узлы также будут недоступны.

Сеть на nRF24L01+ реализована таким образом, что один узел является базовым, а все остальные являются дочерними. Каждый узел взаимодействует напрямую со своим родительским и дочерними узлами. Каждому назначается 15-битный адрес, который точно описывает положение узла в сети и представляет собой восьмеричное число [8]. Каждая цифра в адресе описывает позицию узла в сети по отдаленности от базового узла. Любой другой трафик к узлу или от узла должен быть направлен через сеть узлов [9].

Возможности используемой библиотеки RF-24 Mesh позволяют настраивать несущую частоту, мощность передатчика и скорость передачи. Также библиотека позволяет назначать статический или динамический адрес для узла и отключать узел как ретранслятор. В библиотеке реализована функция проверки доставки сообщения. Всё это в совокупности делает данную библиотеку весьма удобной для данного исследования.

В работе реализован алгоритм анализа занятости радиоканалов и соответствующей перестройки несущей частоты. По умолчанию она составляет 2497 МГц. В ходе исследований выяснено, что ширина канала составляет 2 МГц, поэтому необходимо проверять занятость не только одного канала, но и соседних, желательно в некотором диапазоне.

Также установлено, что частота по умолчанию значительно удалена от частот каналов, на которых работают устройства Wi-Fi, что отражено на рисунке 5, где 0-й канал соответствует частоте 2400 МГц, а 140-й – частоте 2540 МГц.

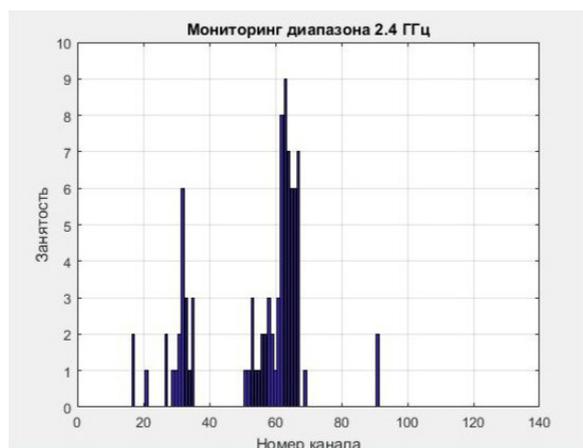


Рис. 5. Мониторинг диапазона 2,4 ГГц

Занятость канала означает в скольких случаях при проведении серии из 10 измерений канал был занят. Однако реализация указанного алгоритма сканирования позволит моделировать присутствие помех различного вида в данном диапазоне и улучшить общую помехоустойчивость сети.

Проиллюстрируем задачу группового взаимодействия роботов при исследовании лабиринта и проводке по нему каравана. Все роботы включены в mesh сеть. Алгоритм действий группы представлен ниже:

- 1) Запуск роботов и мастер устройства.
- 2) Работает алгоритм сканирования диапазона и выбора рабочей частоты на одном из роботов каравана, изображённый на рисунке 5.
- 3) Рассылка всем устройствам по служебному радиоканалу информации о рабочей частоте.
- 4) Запуск mesh сети, устройство координатор назначает адреса и отображает строку состояния разведчика.
- 5) Исследование лабиринта разведчиком, посылка строки состояния на устройство координатор.
- 6) При получении координатором строки с символом завершения 'F', координатор рассылает сообщения на адреса узлов из состава каравана. Разведчик в этот момент ожидает караван у финиша.
- 7) При получении сообщения с маршрутом караван начинает движение к финишу.

Также в момент проведения эксперимента работает устройство-сканер частотного диапазона для слежения в реальном времени за занятостью частотных каналов и контролю помех. Таким образом в данной разработке мы имеем небольшой комплекс устройств для моделирования и исследования задач группового управления для малогабаритных мобильных объектов.

В данном алгоритме не предусмотрено периодическое сканирование радиочастотного диапазона и смена рабочей частоты во время работы группы. Такая задача будет решена в ходе дальнейших исследований.

### Заключение

В современном мире всё большее число исследований в робототехнической сфере проводится по тематике группового управления. Наибольшее развитие получают алгоритмы управления группой или стаей беспилотных летательных аппаратов, группами подвижных наземных роботов, подводными роботами разведчиками. Открытым остаётся вопрос об обеспечении связи между объектами такой группы. Самоорганизующиеся сети являются эффективным инструментом для построения коммуникационных сетей в любых условиях. Ячеистая сеть является наиболее распространенным видом. Она имеет свои положительные стороны: хорошая масштабируемость, отказоустойчивость, малое время построения сети, дешевизна и относительная простота типовых узлов, которые открывают широкие перспективы для использования таких сетей. Такой тип сети был реализован в ходе этой работы, отмечены преимущества и недостатки данной реализации, внедрена модернизация алгоритма, проведены исследования. В ближайших планах проведение различных экспериментов и исследований построенной сети, например, исследование зависимости времени включения узла в сеть от их количества при одновременном подключении нескольких узлов. Проводятся исследования по дальности связи данной системы в зависимости от количества узлов в ней и наличия различных естественных препятствий таких как стены, перекрытия в зданиях. Также в круг ближайших задач входит написание алгоритма для автоматического назначения устройства-координатора в группе при условном выбывании предыдущего. Разрабатывается малогабаритный беспилотный летательный аппарат для использования в составе робототехнического комплекса и исследования «объемной» группы роботов. Такое дополнение значительно повысит спектр исследуемых алгоритмов управления и взаимодействия между роботами в группе. Также в планах построение и исследование подобной сети по технологии LoRa. Данная технология обладает ещё меньшим энергопотреблением, а также повышенной скрытностью (за счёт передачи полезного сигнала ниже уровня шумов) и увеличенной дальностью в сравнении с используемыми в работе радиомодулями. Очевидный её минус – это не высокие скорости передачи информации, однако для нашей задачи не требуется передача больших массивов значений.

### Литература

1. *Каляев И.А., Капустян С.Г., Гайдук А.Р.* Самоорганизующиеся распределенные системы управления группами интеллектуальных роботов, построенные на основе сетевой модели // Управление большими системами: сб. тр. 2010. С. 605-639.
2. Беспроводные самоорганизующиеся сети. Режим доступа: [http://crossgroup.su/solutions/data\\_transfer/adhoc\\_nets.html](http://crossgroup.su/solutions/data_transfer/adhoc_nets.html) (дата обращения 10.02.2018).
3. *Гусс С.В.* Самоорганизующиеся Mesh-сети для частного использования // Математические структуры и моделирование. 2016. № 4 (40). С. 102–115.
4. *Проскочило А.В., Воробьев А.В., Зряхов М.С., Кравчук А.С.* Анализ состояния и перспективы развития самоорганизующихся сетей // Автоматика. Вычислительная техника. 2015. № 19 (216). Выпуск 36/1 С. 177-186.
5. *Александров В.А., Кобрин А.И.* Аппаратно-программный комплекс для моделирования задач группового управления мобильными роботами // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2011. С. 88-95.
6. *VanToy R.T.* II. Line Maze Algorithm. [электронный ресурс] // Pololu.com: [сайт]. [2009]. URL: <https://www.pololu.com/file/0J195/line-maze-algorithm.pdf> (дата обращения: 5.04.2019).
7. RF24Mesh. Режим доступа: <http://tmrh20.github.io/RF24Mesh/index.html> (дата обращения 06.02.2019).
8. Сетевой уровень для радиоприемников RF24. Режим доступа: <http://tmrh20.github.io/RF24Network/> (дата обращения 12.02.2017).
9. Топология для ячеистых сетей с использованием nRF24L01+. Режим доступа: <http://tmrh20.github.io/RF24Network/Tuning.html> (дата обращения 12.02.2017).

# СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ ДЛЯ НИЗКОСКОРОСТНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ

**Кандауров Николай Александрович,**  
НИЧ МТУСИ, м.н.с., Москва, Россия,  
[kandaurov@srd.mtuci.ru](mailto:kandaurov@srd.mtuci.ru)

## Аннотация

Рассматриваются задачи разработки новых сигнально-кодowych конструкций для широкополосной низкоскоростной декаметровй радиолинии. В настоящее время актуальным является задача расширения ширины полосы частот используемых сигналов в декаметровом диапазоне. Одной из проблем, возникающих при этом, являются дисперсионные искажения широкополосных сигналов в ионосферном канале, которые приводят к снижению качества приема. Предлагается сигнально-кодowych конструкции на основе нелинейных псевдослучайных последовательностей и недвоичного помехоустойчивого кода NB-LDPC. В роли нелинейных бинарных ПСП используются новые последовательности с большим ансамблем. Для компенсации дисперсионных искажений предлагается система на базе расширенного фильтра Калмана. Приводятся результаты его работы. Представлены результаты натурных испытаний новой сигнально-кодowych конструкции.

## Ключевые слова

Сигнально-кодowych конструкции, ионосфера, дисперсионные искажения, НПСП, декаметровая связь.

## Введение

Декаметровая радиосвязь – резервный вид связи, особо востребованный в условиях чрезвычайных ситуаций на труднодоступных и удаленных территориях. В основном необходима передача коротких текстовых сообщений, но на большие расстояния. Недостатком является зависимость качества радиосвязи в разных частотных диапазонах от состояния ионосферы и загруженность декаметрового диапазона мощными радиовещательными станциями. Решением проблемы является использование широкополосных шумоподобных сигналов и сложных сигнально-кодowych конструкций. При использовании широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне существенное влияние на сигнал оказывает частотная дисперсия. Ионосфера Земли является средой распространения радиоволн различных диапазонов, для которых фазовая часть передаточной функции зависит от частоты. Таким образом, из-за частотной дисперсии отдельные части широкополосного сигнала имеют различные задержки распространения. Такое различие приводит к ошибке синхронизации и сказывается на качестве приема информации. Для улучшения качества приема информации необходимо оценивать и компенсировать частотную дисперсию. В статьях [1-4] показано, что потери из-за дисперсионных искажений достигают 7 дБ при полосе сигнала 400 кГц. Таким образом, необходимо оценивать и компенсировать дисперсионные искажения широкополосных сигналов. В [3] приведены методы оценки дисперсионных искажений без использования ионосферного зонда.

В современных телекоммуникационных системах широкое применение получила технология многостанционного доступа с кодовым разделением абонентов (Code Division Multiple Access – CDMA). Данная технология основана на расширении спектра сигналов абонентов с помощью псевдослучайных последовательностей (ПСП) с дальнейшим их разделением на приемной стороне. Разделение сигналов абонентов в системах связи с CDMA становится возможным за счет присвоения каждому абоненту своей ПСП. Сигналы абонентов, формируемые на базе ПСП, должны обладать большим центральным пиком автокорреляционной функции (АКФ) по сравнению с боковыми лепестками, а также минимальными выбросами взаимокорреляционной функции (ВКФ). Актуальным является задача использования ансамблей с большим объемом ПСП и хорошими корреляционными свойствами.

## Новые нелинейные бинарные псевдослучайные последовательности.

В работе [7] предлагается новый класс нелинейных псевдослучайных последовательностей. Ансамбль последовательностей Голда с линейным алгоритмом формирования предлагается расширить с помощью сложения по модулю 2 с последовательностями де Брейна имеющими нелинейный алгоритм формирования. А именно сложением каждой последовательности Голда со всем ансамблем де Брейна определенной длины. На рисунке 1 представлена схема формирования новых НПСП. Алгоритм состоит в следующем: последовательность Голда формируется из 2-х М-последовательностей, к ПСП Голда для согласования длины добавляется бит четности. Затем получившиеся последовательность побитно по модулю 2 складывается с НПСП де Брейна.

Новые последовательности позволяют увеличить объем ансамбля при хороших корреляционных свойствах. Например, для получения нового ансамбля объемом  $10^5$  (при длине ПСП 8192 и уровне ВКФ меньше 0.1) необходимо использовать 8192 последовательности Голда и 13 последовательностей де Брейна. По сравнению с использованием НПСП де Брейна это позволит сократить время генерации ансамбля примерно в 1000 раз.

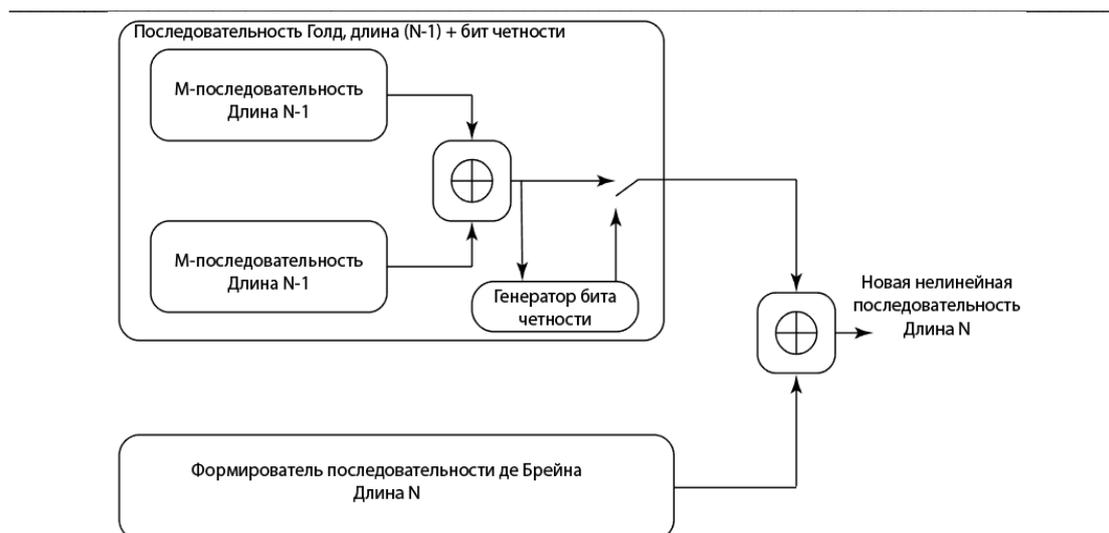


Рис. 1. Схема формирования новых НПСП

На рисунке 2 приведена гистограмма выбросов ВКФ для примера описанного выше.

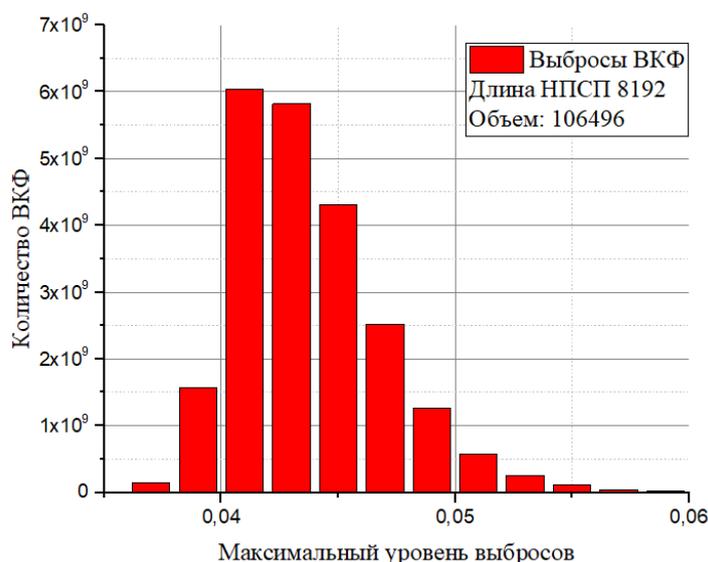


Рис. 2. Гистограмма выбросов ВКФ

### Учет дисперсионных искажений при расширении спектра

При использовании сигнально-кодовых конструкций на основе прямого расширения спектра важно найти оптимальное сочетание между различными параметрами, а именно, скоростью помехоустойчивого кода, разрядностью символа, длиной расширяющей последовательности. В тоже время при использовании в ионосферном канале широкополосных сигналов настает момент, когда потери из-за дисперсионных искажений превышают выигрыш от расширения спектра.

Значение для совокупной базы ШПС  $B$  с учетом относительной скорости помехоустойчивого кодирования  $r$ , разрядности символа  $m$ , длины расширяющей ПСП  $N_{psp}$  и параметра сглаживающего фильтра  $\beta$  в форме:

$$B = \frac{T_s}{\tau_{psp}} \frac{1 + \beta}{m \cdot r} = N_{psp} \frac{1 + \beta}{m \cdot r} \quad (1)$$

Найдем выражение для оптимальной базы ШПС с учетом дисперсионных искажений. Для этого выразим отношение сигнал/шум в полосе принимаемого полезного сигнала через нормированное отношение энергии передаваемого символа к спектральной плотности мощности шумов

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{1}{N_0 \Delta f} \frac{E_s}{T_s} = \frac{E_s}{N_0} \frac{R_s}{\Delta f} = \frac{E_s}{N_0} \frac{R_s}{R_{psp} (1 + \beta)} = \frac{E_s}{N_0} \frac{R_{psp}}{R_{psp} N_{psp} (1 + \beta)} = \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{N_{psp} (1 + \beta)} \quad (2)$$

В (2) учтена связь между шириной спектра сигнала  $\Delta f$  по уровню -3 дБ, символьной скоростью  $R_{psp}$  и коэффициентом сглаживания фильтра  $\beta$ . С учетом разрядности передаваемого символа и относительной скорости помехоустойчивого кодирования можно записать

$$E_s = m \cdot r \cdot E_b.$$

Тогда

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b}{N_0} \frac{m \cdot r}{N_{psp} (1 + \beta)}. \quad (3)$$

Откуда получается:

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{B}, \quad (4)$$

где значение базы задается выражением (1). Далее учтем, что, при одной и той же средней мощности излучения передатчика, а значит и средней мощности сигнала в полосе приема (при неизменных средних условиях распространения сигнала), уровень отношения энергии символа к спектральной плотности мощности шумов может быть разным в зависимости от уровня дисперсионных искажений.

В [1] были рассчитаны эквивалентные энергетические потери из-за дисперсионных искажений, и был введен коэффициент энергетических потерь  $K^2(p)$ . Умножим и разделим (3) на  $K^2(p)$ , тогда

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b K^2(p)}{N_0} \frac{m \cdot r}{N_{psp} (1 + \beta) K^2(p)} = \frac{E_b(p)}{N_0} \frac{1}{B_s}, \quad (5)$$

где  $E_b(p) = E_b K^2(p)$  – энергия, накапливаемая с учетом потерь, а

$$B_s = \frac{N_{psp} (1 + \beta) K^2(p)}{m \cdot r} \quad (6)$$

– эквивалентная база ШПС. Перепишем (6) в форме

$$B_s = \frac{N_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{m \cdot r} = \frac{R_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{R_s \cdot m \cdot r} = \frac{\Delta f}{R_b} K^2(s, \Delta f),$$

где  $s$  – наклон дисперсионной характеристики,  $\Delta f$  – ширина полосы частот сигнала.

Было проведено исследование помехоустойчивости разных вариантов кода NB-LDPC при фиксированной скорости передачи и полосе частот. Результаты приведены на рис. 3.

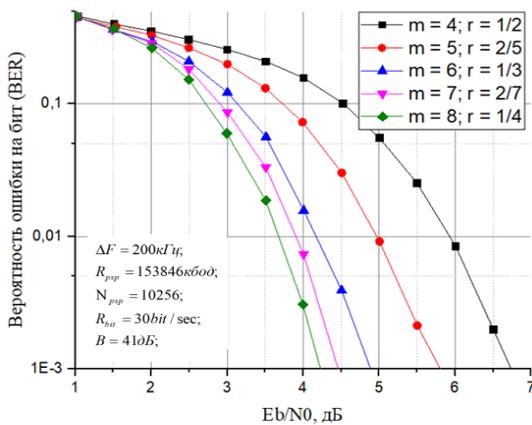


Рис. 3. Помехоустойчивость разных вариантов NBLDPC

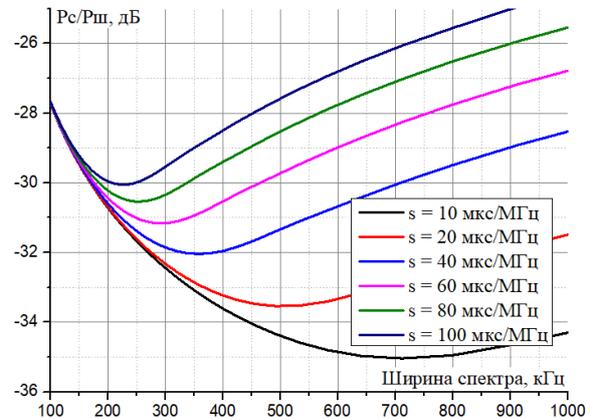


Рис. 4. Отношение сигнал/шум с учетом дисперсионных искажений для различных наклонов дисперсионной характеристики

Затем при фиксированной помехоустойчивости исследовалось расширение спектра при дисперсионных искажениях. На рисунке 4 представлена отношения сигнал/шум в полосе сигнала от ширины спектра при различных значениях наклона дисперсионной характеристики. Как видно, оптимальной шириной спектра сигнала является ширина около 250 кГц для значений наклонов дисперсионной характеристики от 60 до 100 мкс/МГц, при дальнейшем расширении спектра энергетические потери превышают выигрыш от расширения спектра, поэтому необходимо компенсировать дисперсионные искажения, вносимые ионосферным широкополосным каналом, для получения выигрыша от расширения спектра.

### Сигнально-кодовые конструкции

Под сигнально-кодовыми конструкциями понимается соединение помехоустойчивого кодера с модулятором. При этом требуется согласование объема ансамбля сигналов с разрядностью кодового символа. Сигнально-кодовые конструкции рассматриваются в работах [5, 6]. Для повышения энергетической скрытности и решения проблемы загруженности диапазона предлагается использовать широкополосные сигналы с технологией расширения спектра прямой последовательностью. Таким образом, требуется ансамбль псевдослучайных последовательностей (ПСП) для формирования ансамбля сигнала. Последовательности должны обладать хорошими корреляционными свойствами. А именно обладать явным пиком автокорреляционной функции АКФ и малыми выбросами боковых пиков взаимокорреляционной функции ВКФ. Предлагается использовать последовательности, полученные сложением по модулю “два” последовательностей де Брейна и Голда. В роли помехоустойчивого кода предлагается использовать недвоичный код с малой проверкой на четность (NBLDPC) скорость кода 2/7. Схема формирования сигнально-кодовой конструкции представлена на рис. 5.

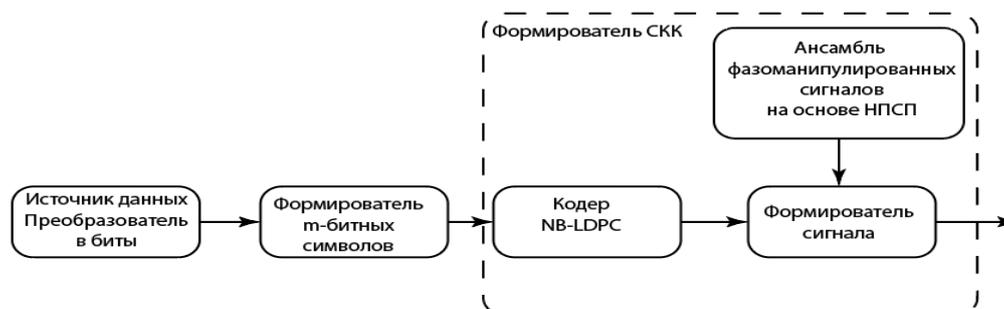


Рис. 5. Схема формирования новой сигнально-кодовой конструкции

Поток информационных бит делится на  $m$ -битные символы, кодируется недвоичным помехоустойчивым кодом с малой плотностью проверок на четность. Затем каждому полученному кодовому символу ставится в соответствие своя НПСП. Это значит, что за каждым кодовым символом из поля Галуа  $GF(2^m)$  закреплена своя НПСП. Таким образом, необходимым условием является сочетание размера ансамбля с разрядностью помехоустойчивого кода, под этим понимается, что размер ансамбля НПСП должен быть равен:  $Q = 2^m$ , где  $Q$  – размер ансамбля НПСП,  $m$  – разрядность кодового символа (количество бит в кодовом слове).

Для оценки помехоустойчивости различных вариантов сигнально-кодовых конструкций было проведено имитационное моделирование в двухлучевом канале с дисперсионными искажениями. Наклон дисперсионной характеристики  $s = 80$  мкс/МГц. Были использованы сигналы с полосой от 300 до 800 кГц.

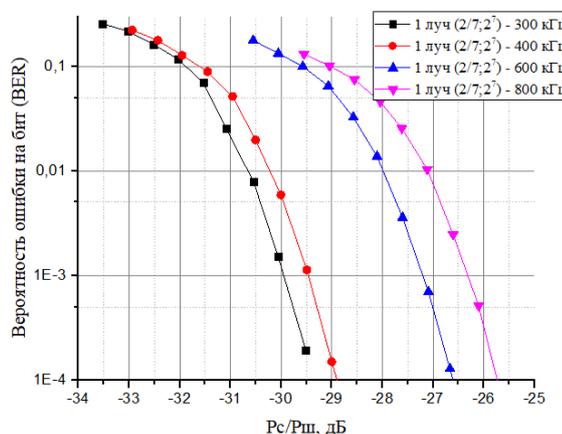


Рис. 6. Графики помехоустойчивости СКК с учетом дисперсионных искажений

Как видно из рисунка наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы с полосой 300 кГц, из-за меньшего влияния дисперсионных искажений. Для использования сигналов с более широкой полосой частот предлагается использовать компенсатор дисперсионных искажений.

### Оценка и компенсация дисперсионных искажений

Перед компенсацией дисперсионных искажений необходимо провести оценку наклона дисперсионной характеристики  $s$ . Для оценки предлагается использовать метод максимального правдоподобия, описанный в [3]. А компенсацию дисперсионных искажений реализовать на основе расширенного фильтра Калмана. Данный метод описан в [8].

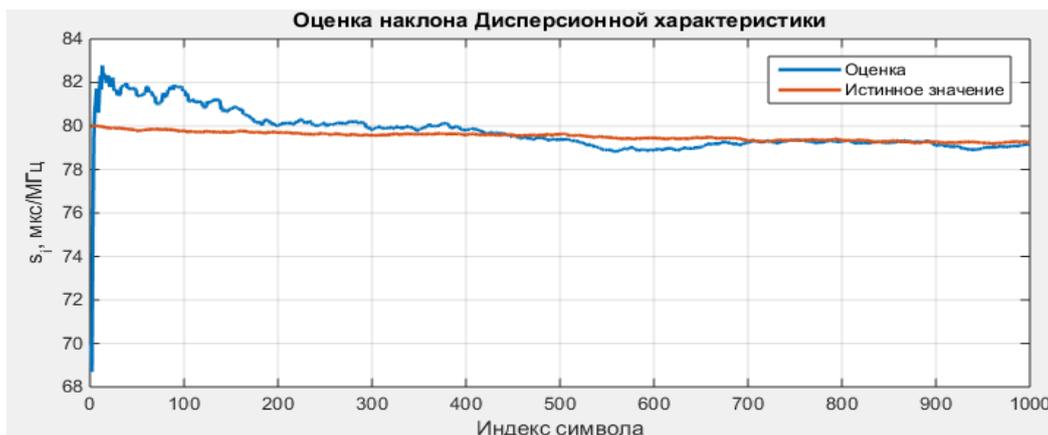


Рис. 7. Результат работы расширенного фильтра Калмана

На рисунке 7 приведен результат работы расширенного фильтра Калмана при начальном приближении  $s_0 = 70 \text{ мкс} / \text{МГц}$ , полученное методом максимального правдоподобия (эквивалентно оценки ионосферным зондом), при истинном значении наклона дисперсионной характеристики  $s = 80 \text{ мкс} / \text{МГц}$ . Алгоритм благодаря уточнению оценки позволяет получить выигрыш около  $\Delta s = 10 \text{ мкс} / \text{МГц}$ , что при компенсации дисперсионных искажений позволит получить энергетический выигрыш в 0.7 дБ относительно ионозонда.

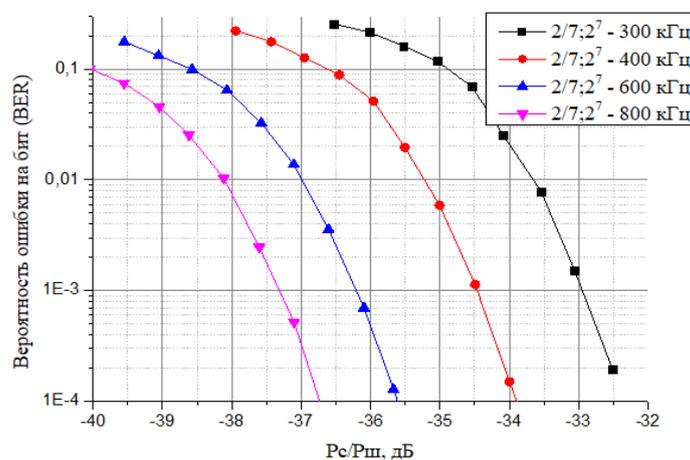
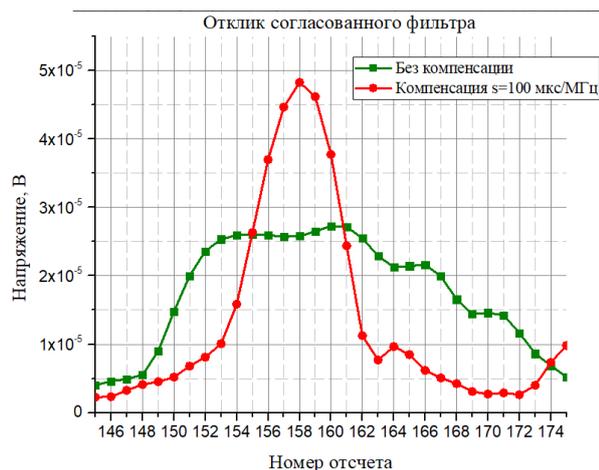


Рис. 8. Кривые помехоустойчивости с учетом компенсации дисперсионных искажений

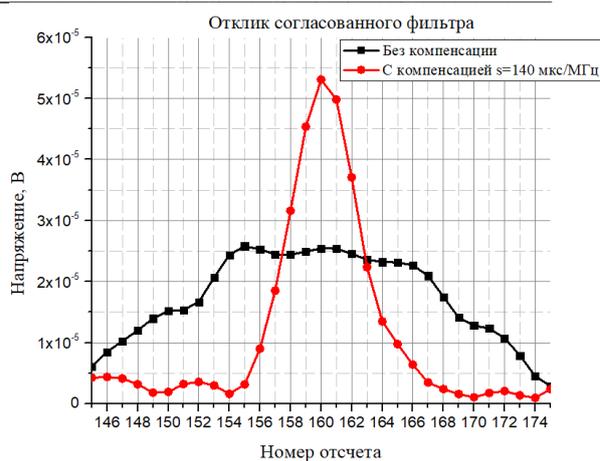
Как видно из рис. 8 наилучшей помехоустойчивостью обладает сигнально-кодовая конструкция с полосой сигнала 800 кГц, благодаря компенсации дисперсионных искажений. При использовании данного варианта можно вести прием при отношении сигнал/шум в полосе до  $-(\text{минус}) 36$  дБ.

### Обработка записей из эфира

Была проведена обработка записей, полученных с ионосферной трассы. Для передачи использовался вариант сигнально-кодовой конструкции с полосой сигнала 400 кГц. На рисунках 9 и 10 представлены отклики согласованного фильтра без компенсации и с компенсацией дисперсионных искажений. При оценённом наклоне дисперсионной характеристики  $s = 100 \text{ мкс} / \text{МГц}$  выигрыш 4.9 дБ, при  $s = 140 \text{ мкс} / \text{МГц}$  выигрыш 6.5 дБ.



**Рис. 9.** Отклик СФ при компенсации  $s = 100$  мкс/МГц, выигрыш 4.9 дБ



**Рис. 10.** Отклик СФ при компенсации  $s = 140$  мкс/МГц, выигрыш 6.5 дБ

### Заключение

Предложенные сигнально-кодовые конструкции и алгоритм приема с компенсацией дисперсионных искажений позволяют расширить полосы используемых широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне. Компенсация дисперсионных искажений дает возможность вести прием при низких уровнях отношения сигнал/шум, что повышает энергетическую скрытность.

### Литература

1. Лобов Е.М., Косилов И.С., Кандауров Н.А., Елсуков Б.А. Качество обнаружения широкополосных сигналов в условиях дисперсионных искажений в ионосферной радиолнии // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2015. Т. 6. № 4. С. 162-164.
2. Лобов Е.М., Косилов И.С., Кандауров Н.А., Елсуков Б.А. Методика оценки параметров частотной дисперсии ионосферного канала с помощью широкополосного фазоманипулированного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. №9. С.49-53.
3. Kandaurov N.A., Lobov E.M., Smerdova E.O., Kosilov I.S., Elsukov B.A. Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO-2017 2017. С. 7997537.
4. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекция их дисперсионных искажений. Йошкар-Ола: МарГУ, 2006. 266 с.
5. Чиров Д.С., Лобов Е.М. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 10. С. 21-28
6. Назаров Л.Е., Шишкин П.В. Алгоритмы некогерентного приема сигнально-кодовых конструкций на основе блоковых турбо-кодов // Журнал Радиоэлектроники №7, 2012
7. Голубев Е.А., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Шубин Д.Н. Новый класс двоичных псевдослучайных последовательностей с нелинейным алгоритмом формирования для систем связи с кодовым разделением абонентов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №2. С. 76-80.
8. Кандауров Н.А., Лобов Е.М., Лобова Е.О. Оптимальный следящий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов // Электросвязь. 2018. №5. С. 34-38.

## ВЛИЯНИЕ ИЗГИБА НА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ RFID МЕТКИ

**Елизаров Андрей Альбертович,**

*НИУ ВШЭ, Департамент электронной инженерии, Москва, Россия*  
[a.yelizarov@hse.ru](mailto:a.yelizarov@hse.ru)

**Лаврухин Илья Романович,**

*НИУ ВШЭ, Департамент электронной инженерии, Москва, Россия*

**Башкевич Степан Владимирович,**

*НИУ ВШЭ, Департамент электронной инженерии, Москва, Россия*

**Скуридин Андрей Андреевич,**

*НИУ ВШЭ, Департамент электронной инженерии, Москва, Россия*

### Аннотация

*В данной работе обсуждается важный компонент системы радиочастотной идентификации (RFID), а именно RFID-метка и влияние изгиба на ее электродинамические параметры. Метка RFID была смоделирована, и были рассчитаны следующие параметры: коэффициенты матрицы рассеяния (параметр S11), коэффициент стоячей волны по напряжению (VSWR), вертикальные и горизонтальные диаграммы направленности и общее значение. Результаты работы позволяют оптимизировать конструкцию RFID-метки таким образом, чтобы достичь оптимальных количественных показателей электродинамических параметров.*

### Ключевые слова

*RFID, метка, антенна, считыватель, СВЧ, изгиб, электродинамика.*

### Введение

Некоторой альтернативой многослойным печатным платам, изготовленным по технологии LTCC, являются гибкие печатные платы на основе жидкокристаллических полимеров (LCP) [1]. Такие платы, представляющие практический интерес для радиочастотного и микроволнового диапазонов, еще не получили должного распространения из-за сложности производственного процесса и необходимости точного контроля каждой стадии технологического процесса во время их изготовления.

Тем не менее, растущий спрос на гибридные жестко-гибкие многослойные платы для микроволновых устройств обусловлен рядом важных факторов, таких как обеспечение координации соединений с высокой плотностью монтажа, использование гибких композитных материалов, которые гарантируют увеличение массы. габаритные параметры проектируемых устройств, стабильность электродинамических характеристик под воздействием внешних факторов - температуры, давления, влажности и др.

В настоящее время многослойные гибкие печатные платы используются для [2]:

- устройства радиочастотной и микроволновой связи, обеспечивающие возможность взаимного перемещения подключенных модулей и перегибов во всех направлениях;
- резонансные элементы микроволновых трактов и датчиков;
- медицинские имплантаты, а также чувствительные элементы ультразвукового и эндоскопического оборудования;
- микрополосковые излучатели и антенны, в том числе для радиочастотных идентификационных устройств (RFID) [3-5];

Технологии гибких многослойных печатных плат продолжают развиваться и, несомненно, будут играть важную роль в интеграции электронных устройств.

Это направление исследований очень актуально для развития систем Интернета вещей и напрямую влияет на скорейшее внедрение таких решений в различные сферы человеческой деятельности и их наиболее эффективное использование.

Таким образом, после анализа нововведений в структуру конструкции многослойных печатных плат СВЧ-диапазона становится очевидна их зависимость от технологии интеграции трехмерных структур. Такие технологии должны иметь конкурентное преимущество в рыночных условиях и предоставлять максимальные функциональные возможности микроволновых устройств в сочетании с минимальными параметрами массы и размера и низкой стоимостью.

### Результаты и методология

Одной из технологий, которая имеет большой потенциал для развертывания с ее помощью систем IoT (Internet of Things), является технология радиочастотной идентификации (RFID - Radio Frequency IDentification). Базовая система радиочастотной идентификации состоит из четырех основных компонентов. Все компоненты

системы представлены на рис. 1: считывающее устройство (RFID reader); считываемое устройство (transponder, tag, RFID tag); антенна считывателя; хост-компьютер.

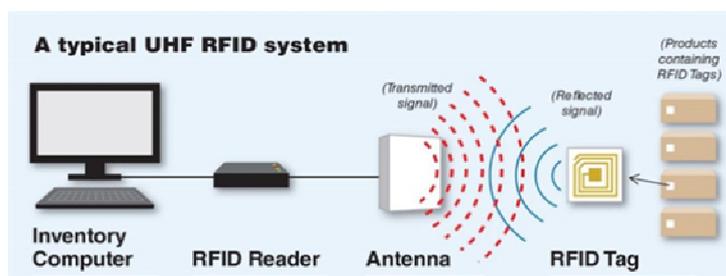


Рис. 1. Структура UHF RFID системы

В работе более подробно рассматривается считываемое устройство – RFID метка.

Структура любой метки может быть представлена в виде двух частей:

1. Микросхема (чип), которая хранит информацию, а также кодирует/декодирует сигнал;
2. Антенна, которая принимает и передает сигнал [4].

Моделирование RFID метки проходило при помощи программного обеспечения NI AWR Design Environment

14. Геометрические параметры метки представлены на рис. 2. В данной модели микросхема не учитывалась и были сделаны два порта, которые подключают антенну метки к чипу. Затем была представлена модель метки в трехмерном пространстве, как показано на рис. 3.

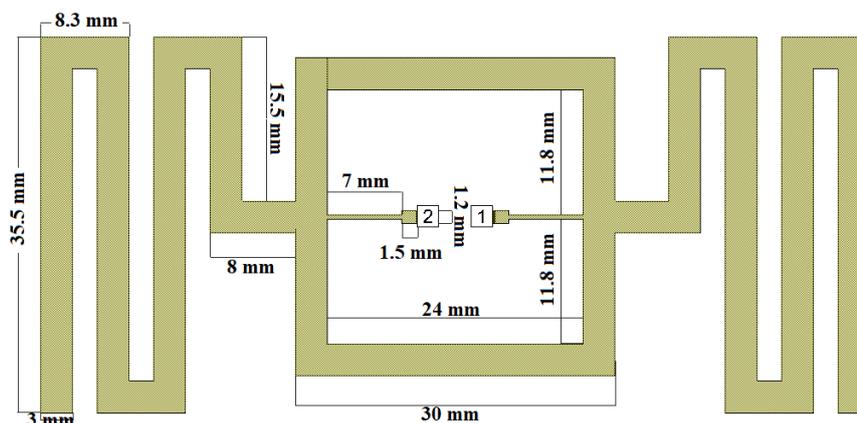


Рис. 2. Топология RFID метки

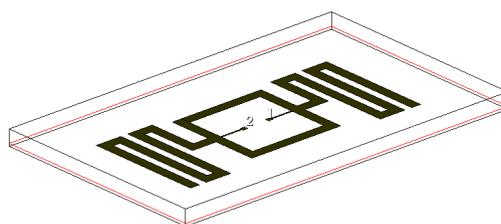


Рис. 3. 3D модель RFID метки в NI AWR Design Environment 14

После этого, были проведены замеры следующих электродинамических параметров:

- Коэффициенты матрицы рассеяния (параметр  $S_{11}$ );
- Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН/VSWR);
- Вертикальные и горизонтальные диаграммы направленности, а также общее значение.

Результаты моделирования представлены на 4, 5, 6 и 7 рисунках:

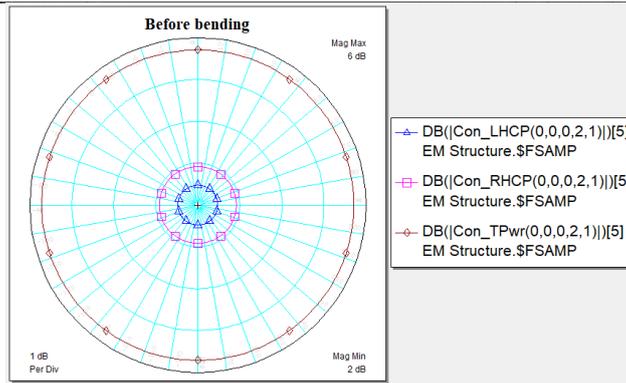


Рис. 4. Вертикальные диаграммы направленности и общее значение до проведения гибких деформаций

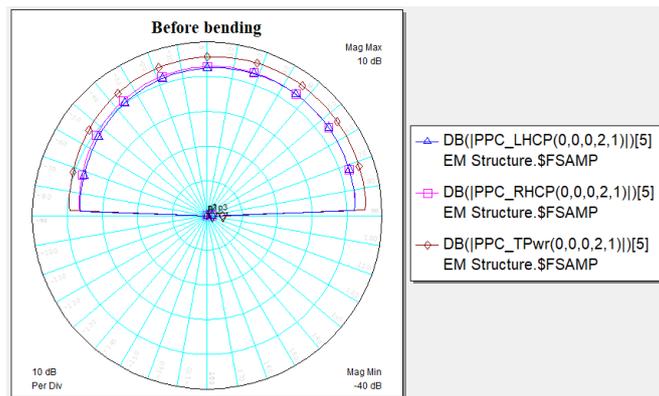


Рис. 5. Горизонтальные диаграммы направленности и общее значение до проведения гибких деформаций

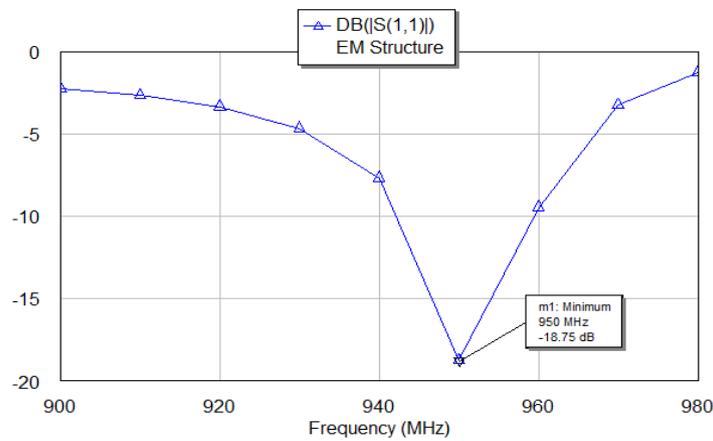


Рис. 6.  $S_{11}$  параметр до проведения гибких деформаций

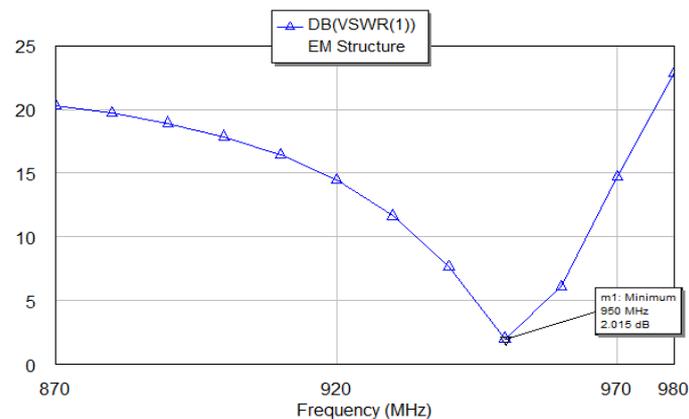


Рис. 7. VSWR до проведения гибких деформаций

После расчетов параметров метки в обычном состоянии, некоторые части антенны были размещены в разных слоях. Это позволило достичь эффекта сгиба исследуемой RFID метки. Пример показан на рисунке 8. Топология модели после изгиба представлена на рис. 9.

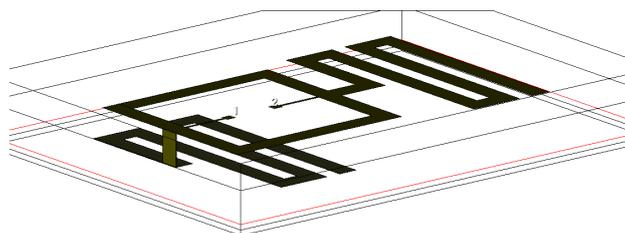


Fig. 8. Модель сгиба RFID метки в NI AWR Software

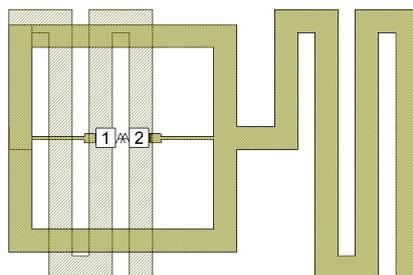


Рис. 9. Топология RFID метки после проведения гибких деформаций

Это позволило смоделировать такие обстоятельства, при которых на метку оказывает влияние гибкие деформации, например, во время каких-либо логистических операций с товаром. На рисунках 10, 11, 12 и 13 представлены выходные данные после расчетов:

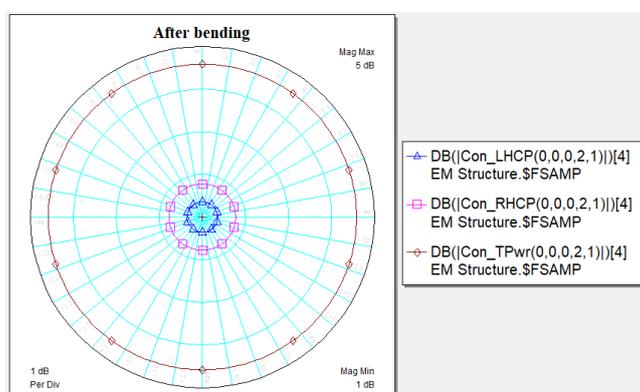


Рис. 10. Вертикальные диаграммы направленности и общее значение после проведения гибких деформаций

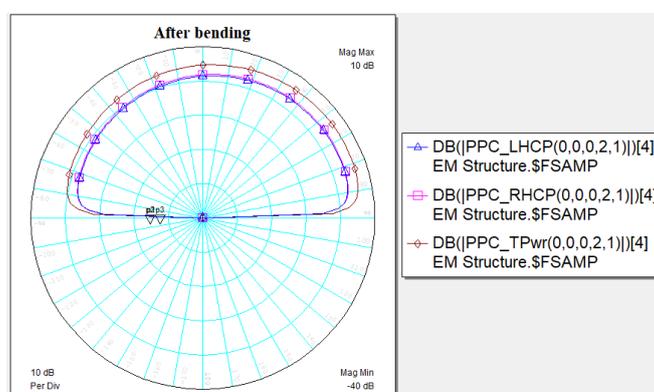


Рис. 11. Горизонтальные диаграммы направленности и общее значение после проведения гибких деформаций

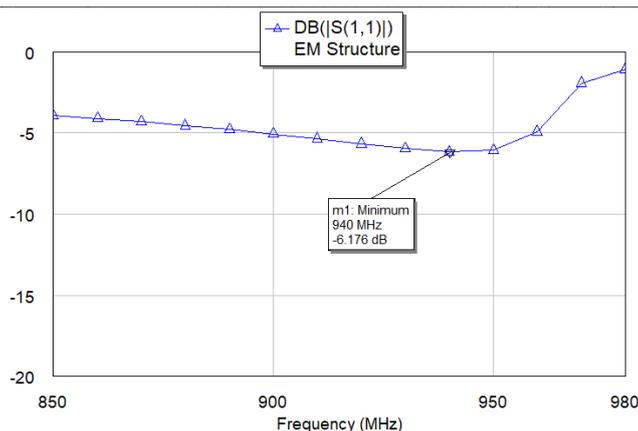
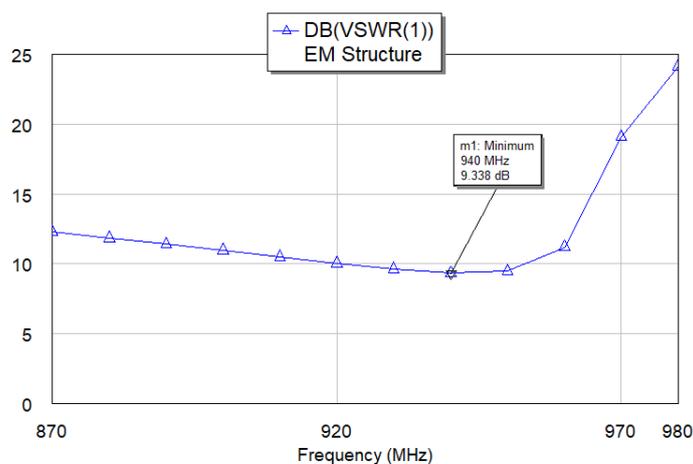
Рис. 12. S<sub>11</sub> параметр после проведения гибких деформаций

Рис. 13. VSWR после проведения гибких деформаций

После анализа результатов моделирования становится понятно, что S<sub>11</sub>-параметр и КСВН претерпели гораздо более значительные изменения по сравнению с диаграммами направленности. Изменения очень схожи и характеризуются значительным ухудшением и изменением резонансной частоты как для S<sub>11</sub>-параметра, так и для КСВН.

Далее следует табл. 1, в которой отображаются изменения в числовой форме.

Таблица 1

## Изменения электродинамических параметров

	До сгиба	После сгиба
Резонансная частота, МГц	950	940
S <sub>11</sub> , dB	-18,75	-6,176
VSWR	1,26	2,93

## Заключение

Таким образом, в представленной работе было определено, какие из электродинамических параметров RFID меток оказывают самое большое влияние на успешное считывание: коэффициенты матрицы рассеяния, коэффициент стоячей волны по напряжению, диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а также общая. Данные результаты были получены при помощи моделирования в пакете NI AWR Design Environment 14. Моделирование было разделено на два этапа. Первый этап – метка находилась в своем стандартном положении, то есть без каких-либо гибких деформаций. Второй этап – метка подвергалась гибким деформациям и, соответственно, меняла свою форму. После обработки выходных данных выяснилось, что диаграммы направленности некоторым образом изменились, но не очень сильно. В свою очередь, гораздо сильнее претерпели изменения коэффициент стоячей волны по напряжению, а также коэффициент матрицы рассеяния.

Статья подготовлена в ходе/в результате проведения исследования/работы (№ 19-04-005) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2019 — 2020 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

### Литература

1. *Yelizarov A.A., Zakirova E.A.* Microstrip microwave devices on printed circuit boards with multilayer dielectric substrates. М.: Publishing House “Media Publisher”, 2016 (in russian).
2. *Yelizarov A.A., Kastorskaya A.S., Kukharensko A.S.* Patent № 2 408 115 RU. RFID-antenna. 2010. Bull. № 36.
3. *Yelizarov A.A., Bashkevich S.V., Lavrukhin I.R., Larionov A.A., Karavashkina V.N.* Development of intelligent RFID-system for logistics Processes // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, IEEE Conference #46544, 2019.
4. *Lavrukhin I., Larionov A., Yelizarov A.A.* Analysis and modeling of the protocol of radio frequency identification of vehicles on road stations // SYNCHROINFO 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, IEEE Conference # 43613. IEEE, 2018.
5. *Yelizarov A.A., Nesterenko A.N., Zakirova E.A., Kukharensko A.S.* Investigation of microstrip antenna for RFID-technology on circular meander-line // T-Comm: telecommunications and transport. 2017. Vol. 11.No.9, pp. 37-42.

# ПРЯМОХАОТИЧЕСКАЯ ОТНОСИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

**Дмитриев Александр Сергеевич,**  
ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, зав. лаб., д.ф.-м.н, Москва, Россия,  
[chaos@cplire.ru](mailto:chaos@cplire.ru)

**Мохсени Тимур Исхакович,**  
ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, стажер-исследователь, Москва, Россия

**Кристиан Маурисио Сьерра-Теран,**  
Московский физико-технический институт, аспирант, Долгопрудный, Россия

## Аннотация

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

## Ключевые слова

Система связи, хаотический радиоимпульс, относительный прием, хаотическая модуляция, автокорреляционная функция.

## Введение

Работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной передачи информации ведутся как минимум с начала 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к системам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [1-4], в динамическом хаосе исследователей привлекло такое явление как хаотическая синхронизация [5]. Именно на него возлагались большие надежды при разработке первых схем связи с использованием хаотических сигналов. Однако довольно быстро выяснилось, что предложенные схемы значительно более чувствительны к шумам, искажениям в канале, чем традиционные схемы передачи, использующие регулярные сигналы. Поэтому были предприняты попытки использования динамического хаоса для передачи информации без использования явления хаотической синхронизации.

В первую очередь они были связаны с использованием относительных способов передачи. К тому времени эти методы были хорошо известны, в том числе для шумовых и шумоподобных сигналов (см., например, [3,4]). Однако хаотические сигналы «вдохнули» в них новую жизнь. Наиболее популярной стала схема относительной хаотической манипуляции (DCSK - Differential Chaotic Shift Keying), предложенная в работах [6,7]. В DCSK при передаче каждый двоичный информационный символ с длительностью  $T_b$  представляется в виде двух фрагментов хаотического сигнала с продолжительностью  $T_b/2$  каждый, при этом второй фрагмент хаотического сигнала является либо копией первого, либо его инвертированной копией. Первый фрагмент выступает в качестве опорного, второй фрагмент несет информацию. Последовательность таких пар хаотических фрагментов передается в канал связи. В приемнике двоичный информационный символ для каждой пары переданных фрагментов хаотического сигнала определяется путем сравнения результата корреляции второго фрагмента хаотического сигнала из пары и первого фрагмента с нулевым порогом. Результат корреляции больше нуля (первый и второй фрагменты хаотического сигнала в паре совпадают), соответствует передаче «1», результат корреляции меньше нуля (второй фрагмент хаотического сигнала в паре инвертирован по отношению к первому) соответствует передаче «0». Чтобы получить идентичные фрагменты хаотического сигнала, служащие в качестве опорного и несущего информацию при передаче, используется задержка сигнала равная половине времени продолжительности бита. При физической реализации схемы связи, использующей метод модуляции DCSK, блоки модуляции и демодуляции, отвечающие за задержку сигнала, будут иметь тракт с эквивалентной длиной  $CT_b/2$ , где  $C$  – скорость света. Соответственно, при длительности задержки порядка микросекунды, необходимая длина тракта для задержки сигнала будет составлять около 300 м. Такие требования значительно усложняют реализацию компактных систем связи, использующих DCSK и аналоговые хаотические сигналы. Потенциальным решением проблемы больших задержек является переход к цифровым методам формирования фрагментов хаотического сигнала. Однако в этом случае вступают в силу серьезные ограничения по возможной максимальной скорости передачи.

Еще две схемы с относительной передачей: схема манипуляции с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying - CDSK) и схема симметричной хаотической манипуляции (Symmetric Chaos Shift Keying - SCSK) были предложены и проанализированы в работе [8]. Но, как показали авторы, характеристики этих схем характеристики оказались на 2-3 дБ хуже в каналах с белым шумом, чем у схемы DCSK и особого интереса к ним в дальнейшем не наблюдалось.

Таким образом, к началу 2000 годов появились схемы применения хаотических сигналов для систем беспроводных коммуникаций на основе относительных методов, которые по своим статистическим характеристикам были близки к классическим узкополосным системам связи. Однако даже у лучшей из них были проблемы с практической реализацией.

Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций были уже в значительной степени готовы к появлению практически реализуемых схем [9].

Такая схема была предложена в 2000 году [10-12]. Это была прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В последующие годы она успешно развивалась: на ее основе удалось создать малогабаритные сверхширокополосные приемопередатчики и сети на их основе. Она также была принята в качестве опционального решения в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса. Кроме того, она играет важную роль в развитии сверхширокополосных средств беспроводной связи [13, 14] и в сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетях различного назначения.

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

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

#### Прямохаотическая относительная схема передачи данных

В исходной прямохаотической схеме связи [10-12] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

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

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

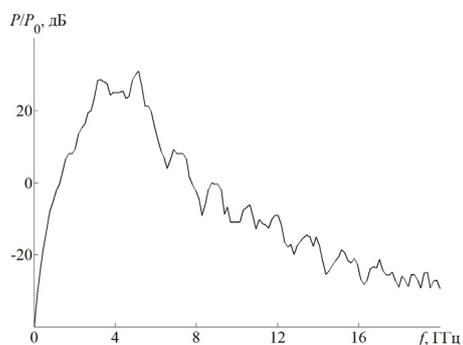


Рис. 1. Спектр мощности хаотического сигнала источника

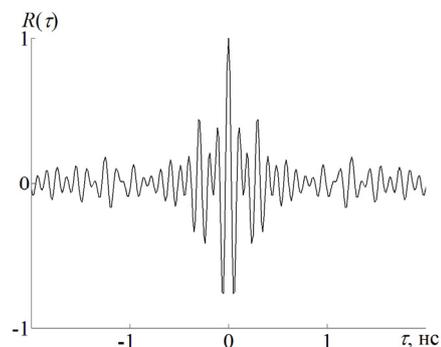
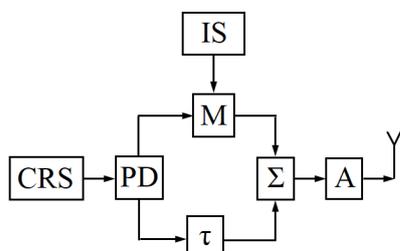


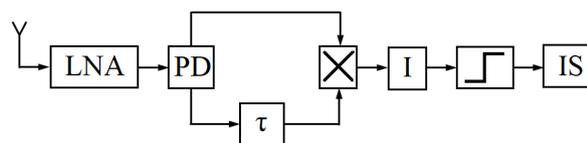
Рис. 2. Автокорреляционная функция хаотического сигнала источника

Структура системы передачи показана на рис. 3, 4. Передатчик системы (рис. 3) состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным

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



**Рис. 3.** Структура передатчика: CRS – источник хаотических радиоимпульсов; PD – делитель; IS – информационная последовательность; M – модулятор;  $\tau$  – задержка;  $\Sigma$  – сумматор; A – усилитель



**Рис. 4.** Структура приемника: LNA – малошумящий усилитель; PD – делитель;  $\tau$  – задержка;  $\times$  – перемножитель; I – интегратор;  $\Pi$  – пороговое устройство; IS – информационная последовательность

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

Пусть  $S_k(t)$  –  $k$ -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (мы должны индексировать их, поскольку, в силу хаотичности, они все разные);  $\alpha_k \in \{-1, 1\}$  – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче  $k$ -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

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

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

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

где

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

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

#### Математическая модель

На основе рассматриваемой схемы, была построена математическая модель системы относительной передачи информации на основе хаотических импульсов.

Поскольку речь идет об исследовании возможности передачи данных по радиоканалу, подходящий для этого хаотический сигнал должен иметь полосовую форму спектра. В модели в качестве источника хаотических колебаний использовался генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы [15]. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой  $F(y) = My \exp(-y^2)$ , фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка, фильтр нижних частот второго порядка и полосовой фильтр (ПФ). Уравнения системы имеют вид:

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

где  $T_1$  – постоянная времени ФНЧ первого порядка;  $\beta_k$  и  $\omega_k$  ( $k = 2, 3$ ) – коэффициенты диссипации и резонансные частоты фильтров. Спектр мощности и автокорреляционная функция для типичного режима работы автогенератора, используемого в дальнейшем при моделировании работы схемы передачи показаны на рис. 1 и 2.

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

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

Система (4) формирует поток хаотических импульсов с длительностью импульсов  $T_{И} = T_B/2$  и скважностью 1. Сигнал на выходе передатчика описывается уравнением:

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

Функция  $\alpha(t)$  в уравнении (6) представляет собой входной информационный сигнал и принимает на битовом интервале значение -1 или 1:  $\alpha(t) = \{-1, 1\}$  в зависимости от передаваемого в момент времени  $t$  информационного символа «1» или «0». После этого сигналы суммируются. Выходной сигнал поступает в канал связи, и, затем, в приемник.

В приемнике производится перемножение поступившего сигнала и его задержанной копии

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

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

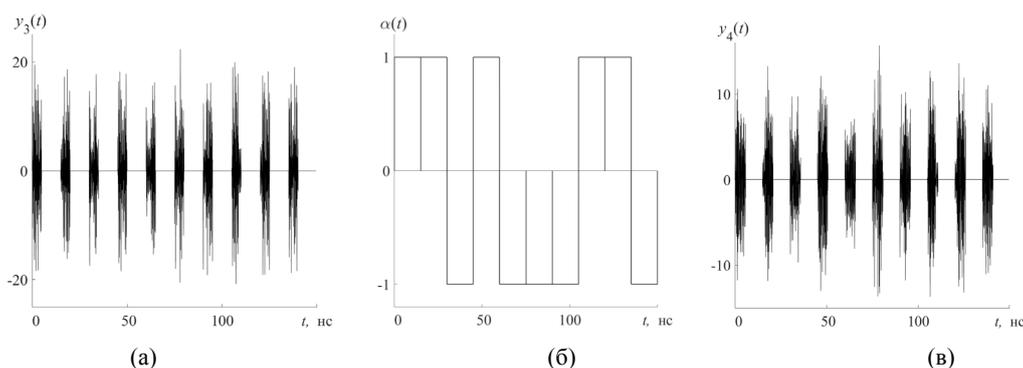
$$\ddot{y}_6(t) + \beta_6 \omega_6 \dot{y}_6(t) + \omega_6^2 y_6(t) = \omega_6^2 y_5(t), \quad (7)$$

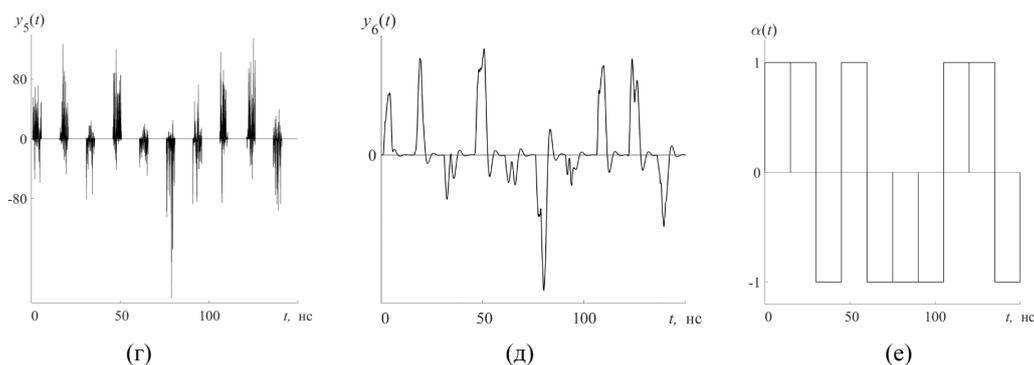
где  $\beta_6$  и  $\omega_6$  – коэффициент диссипации и резонансная частота фильтра, соответственно.

Решение о полученном информационном символе принимается на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом. Таким образом, система уравнений (4-7) описывает модель системы относительной передачи информации. Построенная модель представляет собой систему дифференциально-разностных уравнений с запаздыванием. Решение системы осуществлялось в среде Matlab с использованием функции для решения дифференциально-разностных уравнений с фиксированными задержками dde23.

### Результаты моделирования

Моделирование системы передачи проводилось для импульсов с коэффициентом процессинга  $K = 10$  при следующих нормированных значениях параметров:  $M = 32$ ;  $T_1 = 1$ ;  $\beta_2 = 0,3$ ;  $\omega_2 = 1,0$ ;  $\beta_3 = 0,2$ ;  $\omega_3 = 1,55$ ;  $T_B = 300$ ;  $\tau = 10$ ;  $\beta_6 = 0,9$ ;  $\omega_6 = 0,063$ . Для последующего перевода в реальные значения частот и запаздываний использовался масштабирующий коэффициент  $L = 2 \cdot 10^{10}$ . Типичные результаты моделирования представлены на рис. 5.





**Рис. 5.** Вид сигналов при преобразованиях в передатчике и приемнике: *a* – поток хаотических радиоимпульсов на выходе CRS; *б* – входная модулирующая последовательность; *в* – сигнал на выходе сумматора; *г* – сигнал на выходе перемножителя; *д* – сигнал на выходе интегратора; *е* – выходная информационная двухуровневая последовательность

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

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

### Заключение

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

Следует отметить, что в

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

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения.

Работа выполнена в рамках государственного задания.

### Литература

1. Котельников В.А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностью обнаружения // РЭ. 1959. №3. С. 354.
2. Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42.
3. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
5. Pecora L.M., Carroll T.L. Synchronization in Chaotic systems // Phys. Rev. Lett. 1990. V. 64. № 8. P. 821.
6. Kolumban G., Kennedy M. The role of synchronization in digital communications using chaos – Part I: Fundamentals of digital communications // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1997. V. 44. № 10. P. 927.
7. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // in Proc. NDES'96. 1996, pp. 87-92.

8. *Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R.* Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos // IEEE Trans. Circuits and Systems. 2000. V. 47. № 12. P. 1684.
9. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* Перспективы создания прямо хаотических систем связи в радио- и СВЧ-диапазонах // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9.
10. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др.* Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Патент РФ № 2185032. 2000.
11. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О.* Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // РЭ. 2001. Т. 46. № 2. С. 224.
12. *Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O.* Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2003. V. 13. № 6. P. 1495.
13. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. и др.* Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // РЭ. 2008. Т. 53. № 4. С. 1278.
14. *Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю., Рыжов А.И.* Сверхширокополосные беспроводные нательные сенсорные сети // РЭ. 2013. Т. 58. № 12. С. 1160.
15. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И.* Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012.

## КЛАСС РАДИОСИГНАЛОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

**Крнев Александр Николаевич,**  
ЯрГУ, доцент, к.т.н, Ярославль, Россия,  
[krenev@uniyar.ac.ru](mailto:krenev@uniyar.ac.ru)

**Боровков Юрий Евгеньевич,**  
ЯрГУ, ведущий инженер, к.ф.-м.н, Ярославль, Россия,  
[bor2bor@mail.ru](mailto:bor2bor@mail.ru)

**Набилкин Виктор Сергеевич,**  
ЯрГУ, инженер, Ярославль, Россия,  
[viktor.nabilkin.95@mail.ru](mailto:viktor.nabilkin.95@mail.ru)

**Петухов Павел Евгеньевич,**  
ЯрГУ, ведущий инженер, Ярославль, Россия,  
[petuchov@uniyar.ac.ru](mailto:petuchov@uniyar.ac.ru)

### Аннотация

Рассмотрен способ расширения класса используемых радиосигналов за счет введения дополнительной поляризационной модуляции. Получены выражения, описывающие сигналы с комплексированной модуляцией. Приведен способ формирования и излучения такого типа сигналов. Приведены модели сигналов с комплексированной модуляцией.

### Ключевые слова

Радиосигнал, поляризация, вектор поляризации, ортогональность сигналов, радиотехнические системы, информационные параметры.

### Введение

Одним из перспективных направлений развития радиотехнических систем, улучшения их технических характеристик, является развитие класса используемых радиосигналов, увеличение числа независимо используемых информационных параметров за счет введения в радиосигнал дополнительной поляризационной модуляции. Принципам поляризационной модуляции, практическим аспектам ее применения посвящен ряд работ [1, 2, 3]. В [4] показано, что введение в радиосигнал дополнительной поляризационной модуляции с сохранением классических видов модуляции фактически приводит к расширению класса радиосигналов. Появление дополнительного информационного параметра, в роли которого выступает поляризация, позволяет повышать эффективность селекции полезного сигнала на фоне активных и пассивных помех и увеличить информационную емкость сигнала.

### Радиосигналы с дополнительной поляризационной модуляцией

Будем рассматривать поляризационную модуляцию как результат векторного сложения плоско поляризованных электромагнитных волн в дальней зоне излучающей антенной системы (АС):

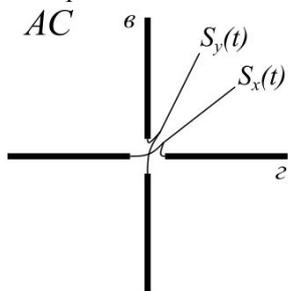


Рис. 1. Антенная система из двух взаимно ортогональных диполей

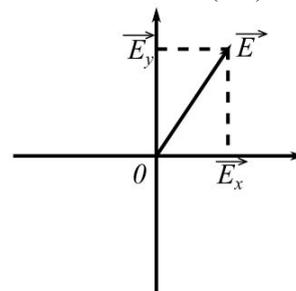


Рис. 2. Результирующее ЭМП в дальней зоне АС

$$\begin{aligned} \dot{S}_x(t) &= A_x e^{j(\omega_0 t + \psi_x)} \\ \dot{S}_y(t) &= A_y e^{j(\omega_0 t + \psi_y)} \end{aligned} \quad (1)$$

2-х компонентный радиосигнал с ПМ будем представлять как вектор  $\dot{\mathbf{E}}(t)$  с комплексными проекциями на оси  $(x0y)$  плоскости в виде:

$$\dot{\mathbf{E}}(t) = \begin{pmatrix} \dot{E}_x(t) \\ \dot{E}_y(t) \end{pmatrix} = E_m \mathbf{P}(t) \dot{S}(t) \quad (2)$$

где:

$E_m$  – полная пространственная амплитуда сигнала с комплексными проекциями  $(\dot{E}_x, \dot{E}_y)$ :

$$E_m = \sqrt{\dot{E}_x \dot{E}_x^* + \dot{E}_y \dot{E}_y^*} \quad (3)$$

$\mathbf{P}(t)$  – вещественный вектор поляризации, имеющий единичную длину и вращающийся по закону фазовой функции  $\theta(t)$  с начальным углом ориентации  $\theta_0$  (отсчитываются от оси  $X$ ):

$$\mathbf{P}(t) = \begin{pmatrix} P_x(t) \\ P_y(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos[\theta(t) + \theta_0] \\ \sin[\theta(t) + \theta_0] \end{pmatrix} \quad (4)$$

а направление его вращения определяет характер функции  $\theta(t)$ : правое – при  $d\theta(t)/dt > 0$ ;

$\theta(t)$  – комплексное несущее колебание единичной амплитуды с функцией фазы  $\varphi(t)$  и ее начальным значением  $\varphi_0$ :

$$\dot{S}(t) = e^{i[\varphi(t) + \varphi_0]} = e^{i\varphi(t)} e^{i\varphi_0} \quad (5)$$

Каждую из фазовых функций  $\theta(t)$  или  $\varphi(t)$  будем задавать в форме квадратичных функций

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \Omega_0 t + \frac{\Delta\Omega}{2\tau} t^2 \\ \varphi(t) &= \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{2\tau} t^2 \end{aligned} \quad (6)$$

которые определяют линейные законы модуляции частоты (ЛЧМ) модуляционной  $P(t)$  и несущей  $\square(t)$  составляющей радиосигнала (2) длительностью  $\tau$  с начальными значениями соответствующих частот  $(\Omega_0$  и  $\omega_0)$  и их приращениями  $(\Delta\Omega$  и  $\Delta\omega)$  за интервал времени  $\tau$ .

$$\begin{aligned} \Omega(t) &= \Omega_0 + \Delta\Omega \frac{t}{\tau} \\ \omega(t) &= \omega_0 + \Delta\omega \frac{t}{\tau} \end{aligned} \quad (7)$$

Отметим, что указанные приращения могут быть и отрицательными, а нулевое значение любого из них соответствует отсутствию ЧМ.

Введение в радиосигнал дополнительной поляризационной модуляции приводит к появлению управляемой пространственной компоненты электромагнитного поля которая выполняет функции как дополнительного информационного параметра, так и параметра селекции.

В работах [5, 6] получены аналитические выражения для уровня взаимного влияния системы таких сигналов конечной длительности  $\tau$ . Значение этого уровня характеризует степень отклонения таких сигналов от их полного ортогонального состояния.

Указанная величина взаимного влияния (взаимной энергии), полученная путем интегрирования в пределах интервала анализа  $\tau$  скалярного произведения векторных сигналов  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$

$$Q = \int_0^\tau \mathbf{S}_1(t) \cdot \mathbf{S}_2(t) dt = \int_0^\tau (S_{x1}(t) S_{x2}(t) + S_{y1}(t) S_{y2}(t)) dt \quad (8)$$

где  $S_{x1,2}(t)$ ,  $S_{y1,2}(t)$  – сигналы ортогональных пространственных компонент вектора  $S_{1,2}(t)$  в плоскости  $(x0y)$ , поперечной направлению распространения.

При единичных амплитудах  $U_{1,2}(t) = 1$  в результате будем иметь:

$$Q = \frac{\tau}{4} \cdot \left( \frac{\sin[(\Delta\omega - \Delta\Omega)\tau]}{(\Delta\omega - \Delta\Omega)\tau} + \frac{\sin[(\Delta\omega + \Delta\Omega)\tau]}{(\Delta\omega + \Delta\Omega)\tau} \right) \quad (9)$$

где  $\Delta\omega = (\omega_1 - \omega_2)$ ,  $\Delta\Omega = (\Omega_1 - \Omega_2)$  – разность соответствующих частотных параметров (частоты сигнала  $\omega$  и скорости (частоты) вращения поляризации) двух тестируемых на ортогональность сигналов с  $\theta_{01} = \theta_{02}$ .

После исключения в (9) колебательных составляющих и нормировки можно получить выражение

$$A_Q = \frac{1}{2\tau} \left[ \frac{1}{|\Delta\omega - \Delta\Omega|} + \frac{1}{|\Delta\omega + \Delta\Omega|} \right] \quad (10)$$

которое описывает огибающую поверхность, касательную к рельефу  $|Q|$  и позволяет по критерию  $A_Q \leq \varepsilon$  определить граничные значения частотно-разностных параметров  $\Delta\omega$  и  $\Delta\Omega$ , обеспечивающих заданный относительный уровень  $\varepsilon$  ортогональности двух сигналов.

Отсюда видно, что сигналы с комплексированной модуляцией обладают свойствами двойной ортогональности [4, 5], что позволяет рассматривать их совместный аргумент на плоскости, образованной ортогональными осями несущей частоты и частоты пространственного вращения вектора поляризации.

В общем случае в аргумент поляризационной модуляции могут быть введены все виды угловой модуляции, используемые при модуляции колебания несущей частоты.

### Примеры радиосигналов с дополнительной поляризационной модуляцией

Пример сигналов линейной частотной модуляцией несущей и линейной частотной модуляцией несущей и поляризации (ЛЧМ+ПЛЧМ):

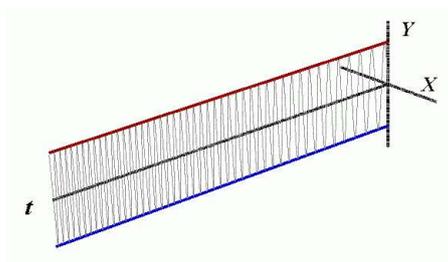


Рис. 3. Сигнал с ЛЧМ  $\omega(t)$

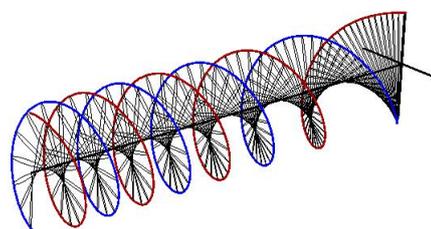


Рис. 4. Сигнал с ЛЧМ  $\omega(t)$  + ПЛЧМ  $\Omega(t)$

Пример сигнала с фазокодированной несущей и поляризацией по закону ЛЧМ (ФКМ+ПЛЧМ):

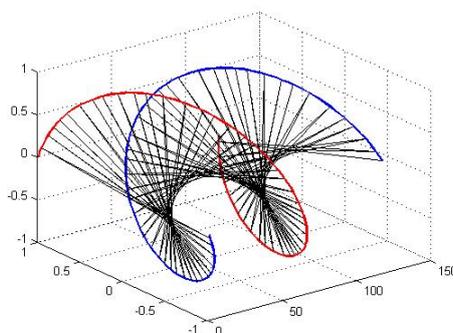


Рис. 5а) Пространственная форма сигнала ФКМ с дополнительной поляризационной модуляцией

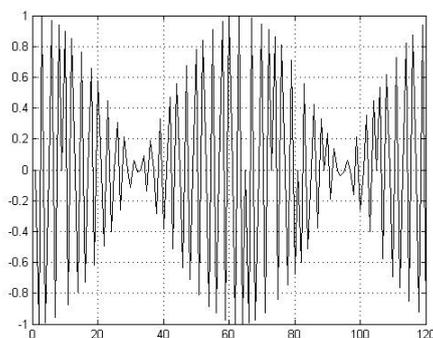


Рис. 5б) Горизонтальная составляющая

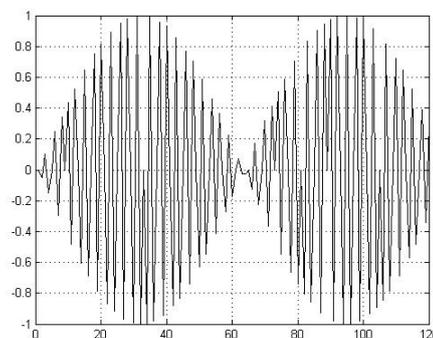


Рис. 5в) Вертикальная составляющая

Пример сигналов, стробируемых и манипулируемых по поляризации:

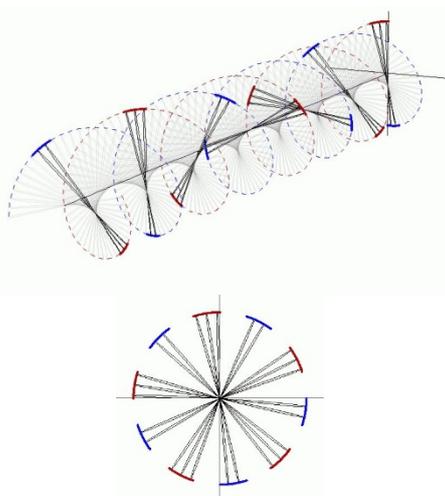


Рис. 6. Когерентное стробирование сигнала с ПМ

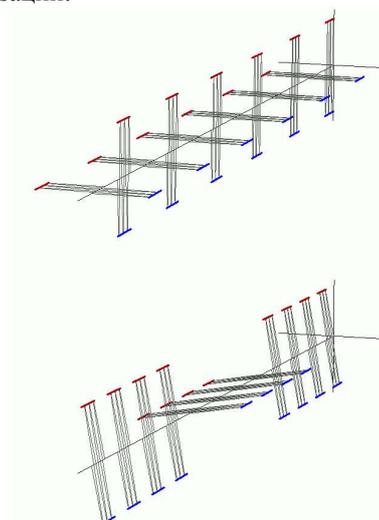


Рис. 7. Поляризация манипуляция

Пример поляризационного шума:

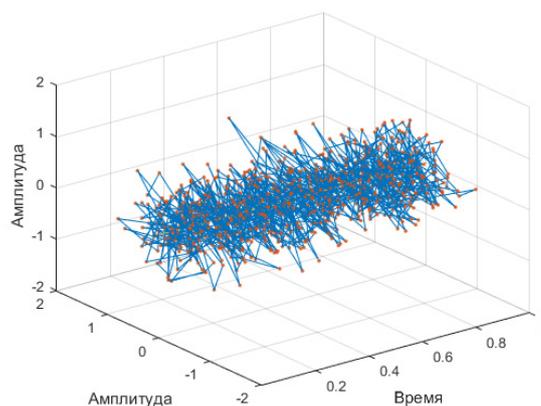


Рис. 8. Шумовой сигнал с равномерным распределением ориентации вектора поляризации

## Выводы

На сегодняшний день использование поляризационных характеристик на практике встречается крайне редко. Поляризационные характеристики радиосигнала можно использовать как отличительные параметры для селекции полезного сигнала на фоне активных и пассивных помех. Также использование сигналов с дополнительной поляризацией весьма актуально в области радиолокации, так как поляризационное состояние электромагнитной волны очень чувствительно к электрофизическим свойствам объекта и его геометрическим параметрам. Целью исследования представленных в данной статье сигналов является повышение помехоустойчивости и информативности радиотехнических систем, работающих на их основе.

## Литература

1. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин И.Ф. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966.
2. Гусев К.Г., Филатов Ф.Д., Сополев А.П. Поляризационная модуляция. М.: Сов. радио, 1974.
3. Татаринцов В.Н., Татаринцов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. (Том 1, Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования). Томск: Изд. Томского университета, 2012.
4. Патент на изобретение РФ № 2571409. Способ увеличения объема частотного ресурса. Опубликовано: 20.12.2015, Бюл. № 35. (Авторы: Боровков Ю.Е., Кабачев Д.С., Крнев А.Н., Муравьев В.Н., Омельчук А.П.)
5. Боровков Ю.Е., Крнев А.Н., Муравьев В.Н., Омельчук А.П. Исследование ортогональности сигналов с вращением вектора поляризации. // Модел. и анализ информ. систем. 2013. Т.20, № 4. С.104-109.
6. Боровков Ю.Е., Крнев А.Н., Кабачев Д.С., Муравьев В.Н. Исследование условий обеспечения ортогональности радиосигналов с вращением вектора поляризации // Вестник ЯрГУ им. П.Г. Демидова. Серия: Естественные и технические науки. 2014. № 3. С.54-61.

## РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ПОЛОСЫ КОГЕРЕНТНОСТИ ПРИ КВАЗИЗЕНИТНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ

**Иванов Дмитрий Владимирович,**

*Поволжский государственный технологический университет,  
проректор по научной работе, член корреспондент РАН, доктор физико-математических наук,  
Йошкар-Ола, Россия*  
[IvanovDV@volgatech.net](mailto:IvanovDV@volgatech.net)

**Рябова Мария Игоревна,**

*Поволжский государственный технологический университет,  
кандидат физико-математических наук, Йошкар-Ола, Россия*  
[RyabovaMI@volgatech.net](mailto:RyabovaMI@volgatech.net)

**Кислицын Алексей Александрович,**

*Поволжский государственный технологический университет,  
старший преподаватель кафедры радиотехники и связи, Йошкар-Ола, Россия*  
[KislitsinAA@volgatech.net](mailto:KislitsinAA@volgatech.net)

### Аннотация

Представлены результаты исследований изменения частотной и импульсной характеристик парциального радиоканала под влиянием поляризационной интерференции. Разработано соответствующее программное обеспечение и получены результаты вычислительного эксперимента по исследованию точки пересечения дисперсионных характеристик магнитоионных мод, которые определяют область наибольшей поляризационной интерференции. Проведены исследования и получены результаты анализа поляризационной полосы когерентности в зависимости от средней частоты радиоканала и для различных геофизических условий.

### Ключевые слова

Квазизенитное распространение, NVIS, дисперсионная характеристика, полоса когерентности, радиоканал, зондирование.

### Введение

Режим NVIS (квазизенитное распространение) [1, 2] позволяет осуществлять радиосвязь на расстояния от 40 до 400 км. Преимуществами данного типа связи являются: отсутствие зависимости от рельефа местности, невысокая стоимость и энергозатраты, быстрая развертываемость. Все это позволяет использовать NVIS связь службами МЧС, медицины катастроф и военными. Однако задачи повышения эффективности работы NVIS систем требуют проведения исследований многомерного ионосферного радиоканала, состоящего из множества парциальных каналов. Парциальные каналы имеют равные полосы частот, но отличаются средними частотами. Актуальность темы данных исследований определяется необходимостью для практики существенного расширения полосы используемых для ВЧ радиосвязи сигналов, а для фундаментальной науки - дальнейшего совершенствования экспериментальных радиофизических методов и средств диагностики ионосферы.

Ранее [1-3] было показано, что поляризационная интерференция и частотная дисперсия наибольшим образом влияют на искажения сигналов с расширенным спектром (СРС) и параметров множества парциальных радиоканалов в режиме NVIS. Поэтому в данной статье рассмотрены новые методики и проведен анализ результатов исследований влияния этих эффектов на искажения сигналов.

**Цель работы:** исследование при NVIS зондировании ионосферных радиоканалов сигналами с ЛЧМ эффекта поляризационной интерференции. Проведение исследований вариаций поляризационной полосы когерентности для различных геофизических условий.

### Характеристики парциальных радиоканалов в режиме NVIS

Известно, что на заданной радиотрассе на приемник приходят ВЧ радиоволны с частотами из полосы прозрачности МПЧ – НПЧ, где МПЧ – максимальная применимая частота, НПЧ - наименьшая применимая частота [4]. Гибридный подход, сочетающий достоинства радиофизического и системного подходов, позволяет при исследовании искажений сигналов решать задачу искажения импульсной и частотной характеристик (ИХ и ЧХ) парциальных радиоканалов, с полосами частот, равными полосам частот спектров сигналов. ИХ и ЧХ парциальных каналов сильно зависят от их средних частот. Таким образом, для решения задачи необходимо исследовать характеристики  $K = \text{int}\{\text{МПЧ} - \text{НПЧ}/2B_c\}$  примыкающих парциальных каналов, что эквивалентно рассмотрению одного многомерного канала, размерностью  $K$ .

В рамках исследований брали отношение каждого  $k$ -ого парциального радиоканала к его  $\bar{f}_k$  средней частоте. В некоторых случаях учитывали, что возможно увеличение количества каналов, если они взяты с перекрытием. Коэффициент перекрытия в этом случае  $\rho$  рассчитывался по формуле  $\rho = \frac{2B - \Delta f}{2B} = 1 - \frac{\Delta f}{2B}$

$\Delta f = 2B(1 - \rho)$  - смещение начала полосы следующего канала.

В рамках гибридного подхода оценим влияние на искажения импульсной и частотной характеристик радиоканалов магнитоионного расщепления. В приближении геометрической оптики ИХ и ЧХ высокочастотного радиоканала на средней частоте  $\bar{f}_k$  имеют вид

$$H(\bar{f}_k, f, T) = \sum_{j=1}^m H_j(\bar{f}_k, T, f) = \sum_{j=1}^m H_{0j}(\bar{f}_k, T, f) \exp[-i\varphi_j(\bar{f}_k, T, f)],$$

$$h(\bar{f}_k, T, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H(\bar{f}_k, T, f) \cdot \exp(if\tau) df = \sum_{j=1}^m \int_{f_1}^{f_2} H_j(\bar{f}_k, T, f) \cdot \exp(if\tau) df,$$

где  $f_1 = \bar{f}_k - B_c$ ,  $f_2 = \bar{f}_k + B_c$ ,  $2B_c$  - полоса пропускания канала,  $T$  - «медленное» время,  $\tau$  - «быстрое» время.

Известно [1-3], что в случае NVIS распространения наибольшее значение имеют магнитоионные лучи. Рассмотрим частотную характеристику парциального двухлучевого канала для условий, когда:  $2B_c \ll \bar{f}$ ; небольшие масштабы «медленного» времени  $T$ . Разложим фазу передаточной функции отдельного луча в ряд Тейлора по степеням  $F = (f - \bar{f})$  и  $T$ .

Фаза в первом приближении имеет вид:

$$\varphi_j(\bar{f}_k, F, T) \approx \varphi_j(0,0) + \varphi'_{Tj}(0,0)T + \varphi'_{Fj}(0,0)F \approx \varphi_j(0,0) - 2\pi F_{dj}T + 2\pi\tau_j F, \quad (1)$$

где  $\tau_j = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_j}{dF}$  - время группового запаздывания при распространении по парциальному лучу

$$F_{dj} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_j}{dT} - \text{доплеровское смещение частоты при распространении по этому лучу; } dF = df.$$

Таким образом модуль ЧХ испытывает вариации при изменении частоты  $F$  и «медленного» времени  $T$ . Такой эффект в литературе [5] назван поляризационным федингом. Для исследования поляризационного фединга рассмотрим линии уровня когда  $H_{01} = H_{02} = H_0$ .

Уравнение для них примет вид

$$1 + \cos [\Delta\phi_0 - 2\pi\sigma_d T + 2\pi\sigma_\tau F] = \text{const}$$

Пусть  $\theta(F, T) = \Delta\phi_0 - 2\pi\sigma_d T + 2\pi\sigma_\tau F$ , тогда уравнение может быть записано

$$1 + \cos \theta(F, T) = \text{const}. \quad (2)$$

Функция слева изменяется на отрезке  $\text{const} = [0; 2]$ . На нижнем пределе  $\cos \theta(F, T) = -1$  и  $\theta(F, T) = \pi + 2\pi k$ , а на верхнем  $\cos \theta(F, T) = 1$  и  $\theta(F, T) = 2\pi k$ . Во всех случаях  $k = 0, 1, 2, \dots$ . В общем случае уравнение для линии уровня

$$\theta(F, T) = \alpha + 2\pi k, \quad (3)$$

где  $\alpha \in [0; \pi]$ .

Получим выражение для линии уровня, зная явный вид функции  $\theta(F, T)$

$$\sigma_\tau F - \sigma_d T = (k, p), \quad (4)$$

где  $(k, p)$  - дробь,  $p = (\alpha - \Delta\phi_0)/2\pi$  и  $p \in [0; 0,5]$ .

При  $T = \text{const}$ , то возникают вариации ЧХ в частотной области. Пусть период этих вариаций -  $2B_k$  поляризационная полоса когерентности

$$2\pi\sigma_\tau(B_k) = \pi/2 \quad \text{и} \quad 2B_k = \frac{1}{2\sigma_\tau}. \quad (5)$$

Для случая вариаций ЧХ во временной области будем рассматривать время когерентности  $2T_k$ . Оно равно

$$2T_k = \frac{1}{2\sigma_F}. \quad (6)$$

С данными параметрами уравнение линии уровня имеет вид

$$\frac{F}{B_k} - \frac{T}{T_k} = (k, p) \text{ или } \frac{T}{T_k} = \frac{F}{B_k} - (k, p), \text{ или } T = \frac{T_k}{B_k} F - (k, p) \cdot T_k \quad (7)$$

Заметим, что линии уровня представляют собой прямые, отличающиеся друг от друга начальной ординатой  $-(k, p)$  и в безразмерных переменных имеющие угловой коэффициент 1. Если функция  $T = \gamma(F)$  - размерная, то угловой коэффициент будет равен отношению  $\frac{T_k}{B_k} = \frac{\sigma_\tau}{\sigma_F}$ .

Принимая во внимание формулу (7) рассмотрим изменение частотной характеристики на масштабе полосы пропускания канала, если  $F \in [-B_c, B_c]$ . При этом возможны следующие предельные случаи:  $B_c \ll B_k$ ;  $B_c \gg B_k$ . Первый случай  $B_c \ll B_k$  - все частотные составляющие канала укладываются в поляризационную полосу когерентности:

$$T \approx (k, p) \cdot T_k. \quad (8)$$

Поскольку линии уровня в полосе канала практически параллельны оси частот, то в результате при изменении «медленного» времени все частотные составляющие ЧХ будут замирать в канале одинаково и замирания носят общий характер.

Второй случай  $B_c \gg B_k$  в полосе канала частотные составляющие замирают по-разному. Таким образом замирания будут носить частотно селективный характер. Использование преобразования Фурье для перехода к «быстрому» времени позволяет оценить особенности изменения ИХ в рассматриваемом канале.

#### Поляризационная полоса когерентности в случае пересечения ДХ магнитоионных мод

Нами были проведены вычислительные эксперименты в рамках которых синтезировались дисперсионные характеристики (ДХ) для режима NVIS в случае однослойной ионосферы (ночные ДХ) и с учетом подстилающего слоя (дневные ДХ) для различных геофизических условий в зависимости от протяженности радиотрасс. Для синтеза ДХ была применена квазипараболическая модель ионосферного слоя, подробно описанная в работе [6].

$$f_{0i}^2 = \frac{A_i}{r^2} + \frac{B_i}{r} + C_i \quad (9)$$

где  $A_i = \pm \frac{f_{ki}^2 r_{mi}^2 r_{bi}^2}{y_{mi}^2}$ ,  $B_i = \pm \frac{2f_{ki}^2 r_{mi} r_{bi}^2}{y_{mi}^2}$ ,  $C_i = f_{kmi}^2 \mp \frac{f_{ki}^2 r_{bi}^2}{y_{mi}^2}$ ,  $y_m$  - полутолщина слоя,  $f_k$  -

критическая частота в максимуме слоя;  $r$  - геоцентрическое расстояние;  $r_m$  - значение  $r$  в максимуме слоя;  $r_b$  - значение  $r$  на нижней границе слоя.

На рисунке 1 приведены примеры ДХ для радиолинии г. Йошкар-Ола – оз. Яльчик протяженностью 72 км: а) дневная ДХ, б) ночная ДХ.

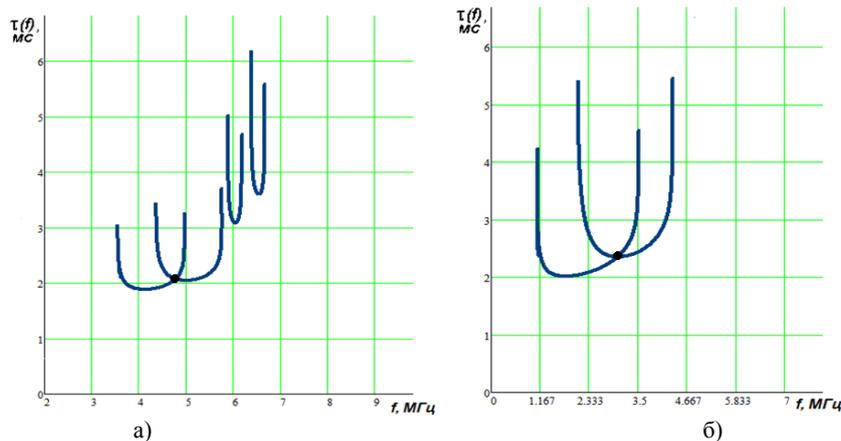


Рис. 1. Дисперсионные характеристики для радиолинии г. Йошкар-Ола – оз. Яльчик

Видно присутствие точек пересечения ДХ магнитоионных мод. Точка пересечения ДХ определяет область сильной поляризационной интерференции. Проведенный анализ результатов вычислительного эксперимента позволил исследовать вариации координат точки пересечения в зависимости от протяженности радиолинии для четырех сезонов. Результаты исследований приведены на рис. 2. Установлено, что область сильной поляризационной интерференции испытывает сезонные вариации: наибольшие значения наблюдаются осенью и весной, а наименьшие значения летом. При увеличении протяженности радиолинии NVIS распространения происходит увеличение абсциссы точки пересечения, однако, для радиолиний протяженностью до 500 км этот рост незначителен и составляет  $\approx 20\%$ .

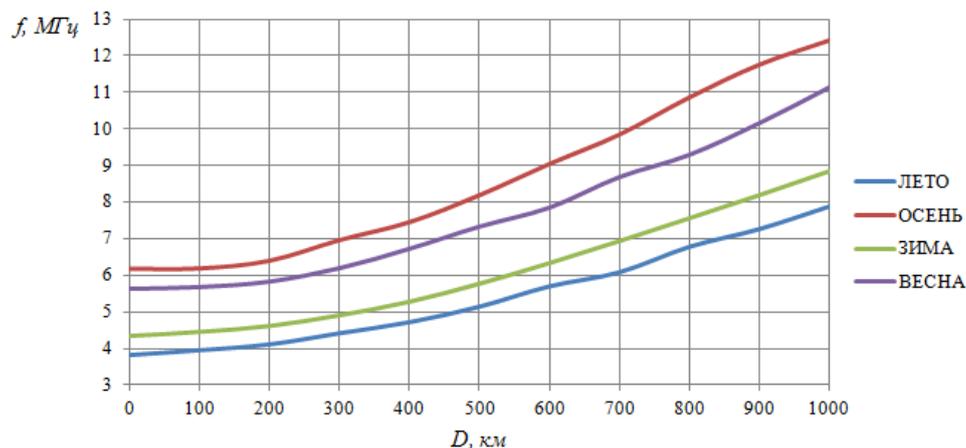


Рис. 2. Вариации точки пересечения ДХ магнитоионных компонент

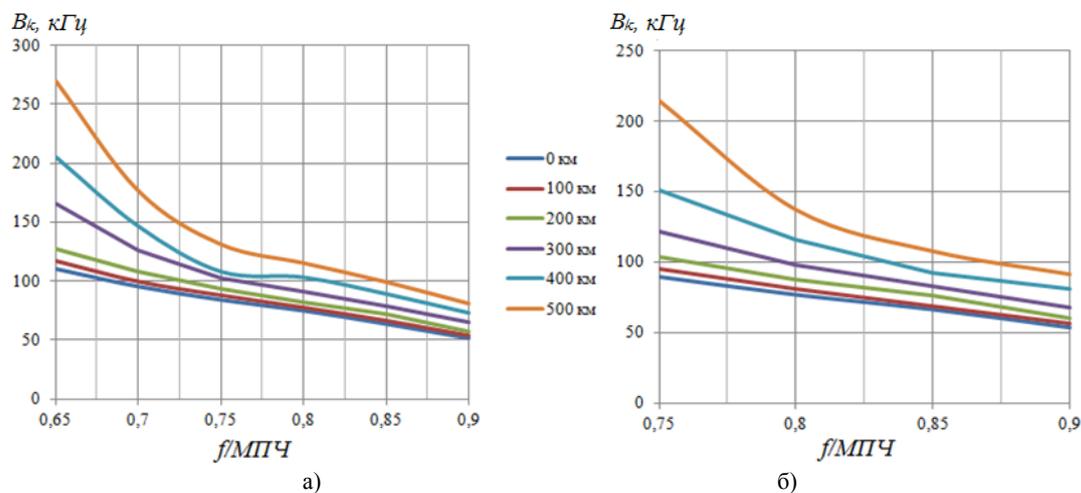
Известно [5], что полоса когерентности – это полоса частот, на границах которой набег нелинейной составляющей фазы частотной характеристики канала равен 1 рад. Ранее было установлено, величина полосы когерентности ограничивает предельную полосу частот сигнала  $B < B_K$ . Кроме того, одним из ограничивающих факторов когерентности ВЧ радиоканалов является изменение времени группового запаздывания в частотной области.

$$B_K = \frac{2}{\sqrt{\pi} |d\tau(f)/df|}, \quad (10)$$

где  $\tau(f)$  - ДХ.

Сравнивая полосу сигнала с полосой когерентности можно оценить степень дисперсионных искажений: если полоса когерентности больше полосы сигнала, то дисперсионные искажения в канале будут незначительными.

На рисунке 3 приведены результаты вычислительного эксперимента по исследованию сезонных вариаций полосы когерентности обыкновенной и необыкновенной мод для различных средних частот радиоканала.



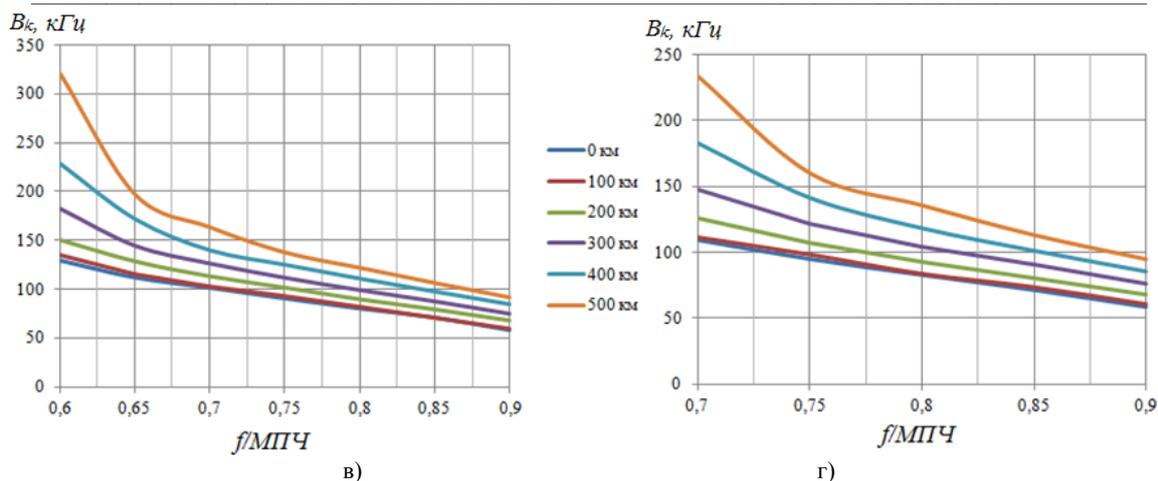


Рис. 3. Результаты вычислительного эксперимента по исследованию полосы когерентности

Анализ показал, что изменение рабочей частоты от 0,6МГц до 0,7МГц для обыкновенной моды (см. рис. 3а,в) и от 0,7МГц до 0,75МГц для необыкновенной моды (см. рис. 3б,г) приводит к уменьшению полосы когерентности в среднем на 200 кГц. Увеличение протяженности радиотрассы от 100 км до 500 км приводит к росту полосы когерентности от 0,6МГц до 0,75МГц. Наименьшая величина полосы когерентности наблюдается весной и осенью  $\approx 50$  кГц, а наибольшая - летом и зимой от 350 кГц до 450 кГц.

### Вывод

Проведены исследования влияния поляризационной интерференции на частотные и импульсные характеристики парциальных радиоканалов в режиме NVIS. Развита методика и разработаны алгоритмы синтеза дисперсионных характеристик магнитоионных мод для трасс протяженностью до 500 км. Представлены результаты вычислительного эксперимента по исследованию вариаций координат точки пересечения ДХ магнитоионных мод, которые определяют область сильной поляризационной интерференции. Получены результаты исследований вариаций поляризационной полосы когерентности для различных геофизических условий.

**This work was supported by the grant № 18-19-00401 from the Russian Science Foundation.**

### Литература

1. Subekti A., Usman K., Ohyama F., Juzoji H., Nakajima I. A Study of NVIS For Communication in Emergency and Disaster Medicine // Proc. APAMI &СJKMI-KOSMI Conference. 2003, pp. 259-262.
2. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова М.И., Тимофеев Е.В. Особенности характеристик высокочастотных ионосферных радиолоний квазизенитного распространения // Электросвязь. 2013. № 5. С. 45-48.
3. Ivanov V.A., Ivanov D.V., Elsuikov A.A., Ovchinnikov V.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I. BPSK signal shaping and processing for digital SDR ionosonde // 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications 2018, pp. 1-5.
4. Иванов В.А., Катков Е.В., Рябова М.И., Чернов А.А. Канальные параметры рассеяния для среднеширотной ионосферы // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2011. № 3. С. 93-101.
5. Рябова М.И. Синтез и исследование дисперсионных характеристик высокочастотных радиоканалов для случая квазизенитного распространения радиоволн // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2011. № 3. С. 36-45.
6. Huang X., Reinisch B.W. Multiple quasi-parabolic presentation of the IRI profile // Adv. Space Res. 2000. V. 25. № 1, pp. 129-132.

## ОТКАЗОУСТОЙЧИВАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РАЗВЕРТЫВАНИЯ ПЕРЕДВИЖНЫХ СТАНЦИЙ РАДИОСВЯЗИ

**Половения Сергей Иванович,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», кандидат технических наук, доцент, Минск, Беларусь,  
[s.polozenia@gmail.com](mailto:s.polozenia@gmail.com)*

**Дуйнова Юлия Анатольевна,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», аспирант, Минск, Беларусь,  
[sankoyulia@yandex.ru](mailto:sankoyulia@yandex.ru)*

**Соловьев Алексей Николаевич,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», аспирант, Минск, Беларусь,  
[alexs.klemis@gmail.com](mailto:alexs.klemis@gmail.com)*

**Попова Марина Степановна,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», аспирант, Минск, Беларусь,  
[infotex2017@yandex.ru](mailto:infotex2017@yandex.ru)*

### Аннотация

*Рассматривается структурная схема системы автоматизированного развертывания. Представлен структурно-функциональный показатель интенсивности применения функциональных элементов системы автоматизированного развертывания.*

### Ключевые слова

*Интенсивность применения, автоматизированное развертывание, функциональный элемент, мультиагентная система.*

### Введение

В условиях наращивания темпов автоматизации различных комплексов, выполняющих в том числе особо важные задачи, неизменно возникают вопросы повышения отказоустойчивости таких систем.

В настоящее время темпы постоянного повышения функциональности цифровых устройств значительно опережают развитие уже существующих способов увеличения их надежности. В данных условиях создание отказоустойчивых систем является наиболее действенным вариантом защиты от сбоев в работе, что представляет особую актуальность для систем управления (СУ) в авиационной, военной и ядерной промышленности в связи с предъявляемыми к ним жесткими требованиями по надежности [1].

Одной из особенностей отказоустойчивости является то, что можно оценить степень критичности отказов компонентов, а также их воздействие на функционирование системы. Еще различают временные, постоянные, и самоустраниющиеся отказы. Неизменные составляющие отказоустойчивости – сбоеустойчивость и умение противостоять частым отказам.

С целью максимального повышения уровня отказоустойчивости будущей СУ уже на этапе проектирования посредством выбора качественной элементной базы и архитектурных решений закладываются основные характеристики таких систем – надежность, стоимость, масштабируемость, производительность. Достичь высокого уровня отказоустойчивости СУ можно с помощью различных видов избыточности, к примеру, аппаратной, версионной избыточности. Суть этого подхода заключается в получении минимально коррелированных вариантов одного и того же проекта.

### Обобщенная модель функционирования мультиагентной системы управления

В настоящее время СУ технологическими процессами и оборудованием зачастую используются в высокоточных отраслях промышленности и в сложных эксплуатационных условиях, следовательно, вопросы постоянного повышения степени их отказоустойчивости всегда актуальны.

В большинстве случаев к подобным отказоустойчивым системам предъявляют шесть ключевых требований:

- восстановление после ошибки: обеспечивается автоматическое реконфигурирование без остановки ПО;
- 100% обнаружение ошибок: внутри системы все транзакции защищены схемами контроля;
- 100% локализация ошибок: система идентифицирует вызвавший ошибку компонент, восстанавливает его либо изолирует;
- отсутствие единичных точек восстановления: имеется возможность «горячей замены» любого системного компонента, не останавливая программное обеспечение;
- отсутствие единичных точек отказа: функции любого элемента системы отправляются в резерв;
- ограничение распространения последствий: отказ либо сбой элемента не вызывает остановки работы

как других элементов, так и всей системы.

Примеры систем ответственного назначения: системы аварийного отключения на электростанциях, химических заводах; сложное медицинское оборудование; сигнализация на железных дорогах; автоматизированные системы управления производством; бортовое оборудование самолетов, автопилоты; информационные системы с высокой степенью критичности любой ошибки [2].

Основные отрасли-потребители систем повышенной надежности: оборонно-промышленный комплекс; химическая промышленность; энергетика (особенно атомная); медицина; авиастроение; транспорт; судостроение; ракетно-космический комплекс; машиностроение.

Одним из вариантов решения проблемы повышения отказоустойчивости может быть применение мультиагентного подхода.

Использование такого подхода в процессе создания искусственного интеллекта автономных систем потенциально способно значительно расширить перечень выполняемых задач в сферах медицины, охраны окружающей среды, мониторинга пожарной безопасности и прочих, поскольку роевой интеллект подразумевает не структурную личностную имитацию в общепринятом понимании искусственного интеллекта, а взаимодействие участников роя и их организацию в социальную структуру. При этом отдельные участники роя могут выступать в качестве простых агентов с определенными способностями, что улучшает работу и функционирование роя.

Мультиагентная система управления (МСУ) дополняется набором характеристик, отличающих ее от других видов мультиагентных систем (МС):

1. Возможность автономности агентов;
2. Обязательность многочисленности агентов или отсутствие существенных количественных ограничений;
3. Необходимость сотрудничества агентов для выполнения задачи либо для повышения производительности;
4. Наличие у агентов только местных коммуникационных возможностей.

Все это существенно облегчает координацию, а также одно из главных свойств роя – масштабируемость [3].

Исходя из оценки времени, затрачиваемого на принятие решения группой агентов, в мультиагентных системах наиболее эффективно выглядит использование децентрализованной стратегии управления с использованием принципов стайного управления. При использовании коллективной стратегии управления агенты способны обмениваться информацией между собой для оптимизации своих действий в рамках группы. Стайная стратегия подразумевает отсутствие прямой связи с другими объектами, для достижения общей цели каждый агент подстраивается под остальных членов группы только лишь на основании косвенной информации.

На рисунке 1 представлена базовая модель функционирования МСУ, отражающая основные этапы ее создания. При этом для достижения поставленной цели эти этапы соотносятся с планированием действий агентов и распределением задач среди них с учетом ресурсов, которыми они обладают.

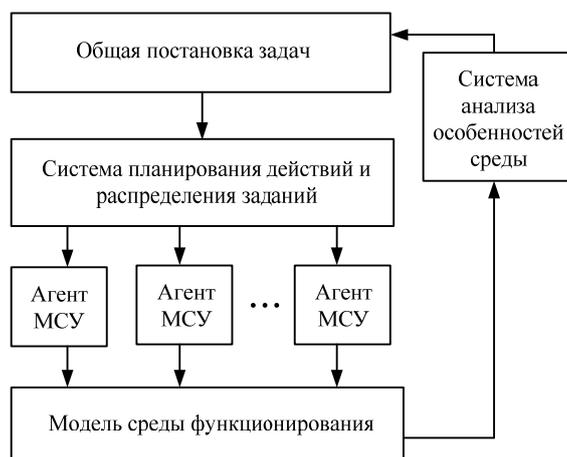


Рис. 1. Базовая модель функционирования МСУ

Для организации сетей передачи управляющих сигналов применяются различные протоколы и интерфейсы. При разработке протоколов учитываются как особенности их применения, так и технические системы, что в итоге обеспечивает качественную и высокоточную коммуникацию различных устройств. При неизменных требованиях к надежной работе в сложных условиях все большее внимание в системах АСУ уделяется функциональным возможностям, несложному процессу интегрирования и обслуживания, адаптивности в построении и соответствии различным стандартам.

Учитывая, что Ethernet реализовывает топологии разных видов с различными подключаемыми устройствами и при этом невысокой стоимости в расчете на каждое устройство, эта технология успешно интегрируется с технологией Internet, обладающей такими достоинствами, как возможности удаленного управления и высокая



Возникают определенные вопросы при использовании сети Ethernet в условиях мощных электромагнитных помех, возникающих при мощных ЭМ импульсах. Для исследования возможности работы устройств по сети Ethernet непосредственно в рабочем режиме необходимо проведение контрольных измерений.

Для общего решения вопросов с ЭМ помехами предлагается использовать кабели FTP 7-го класса с общим экраном и экранами вокруг каждой пары Fast Ethernet и разъемы 8P8Cв исполнении IP68. Также возможно перевести систему в работу по 10base-t, что может помочь уйти от частоты ЭМ помех.

В системе предполагается использовать технологию Power over Ethernet (PoE). Это позволит передавать удалённому узлу электрическую энергию вместе с данными посредством стандартной витой пары в сети Ethernet. На сегодняшний день существует большое количество коммутаторов с возможностью использования технологии PoE+, что позволяет питать устройства с потреблением до 30 Вт.

В случаях, когда использование медных проводников не представляется возможным, допустимо использование волоконных оптических линий связи при условии прокладки линий питания к узлам системы.

Дополнительно к основному каналу обмена информацией формируется альтернативный канал с целью организации общения непосредственно ключевых узлов схемы для реализации роевого интеллекта. Таким каналом может быть шинная топология и использование протокола CAN или RS485.

Система состоит из узлов, контролирующих отдельные критические этапы работы автоматической системы. Связь между узлами и центральным блоком управления организована по сети Ethernet, а для контроля входящих в зону ответственности каждого узла локальных датчиков используются соответствующие протоколы датчиков.

После прохождения этапа узел отправляет команду о завершении, после чего остаётся в режиме постоянного опроса текущего состояния датчиков для предотвращения аварийной ситуации. В целях контроля собственной работоспособности каждый узел отправляет сигнал на ЦБУ по заданному таймеру.

В критически важных местах все датчики могут быть продублированы или иметь две группы контактов для отслеживания запрещённых состояний и индикации об их неисправности.

Вне зависимости от основного режима работы, происходит постоянный обмен информацией по шинному протоколу. Через гальваническую развязку все датчики системы должны управляться от любого узла системы. В случае выхода из строя любого узла системы, управление датчиками этого узла будет перераспределено на другой узел в соответствии с алгоритмом роя [5].

### Структурно-функциональный показатель интенсивности применения

Ввиду технических и технологических различий, отказы функциональных элементов (ФЭ) САР могут по-разному влиять на состояние системы.

С целью уточнения влияния определенных компонентов на работоспособность САР следует проанализировать такие показатели, как равномерность и интенсивность применения ФЭ в момент выполнения каких-либо функциональных задач. Для этого предлагается использовать описанный в [6,7] подход, суть которого заключается в представлении сложных систем как специальных *модельных графов и вычисления их производных*.

Данный подход позволяет анализировать структурно-функциональные свойства сложных объектов и рассчитывать такие показатели, как интенсивность применения элементов в различных процессах, непостоянство участия элементов в технологических циклах управления и т.д.

В предложенной схеме системы при помощи трех различных средств управления СУ1, СУ2, СУ3 осуществляется воздействие на шесть объектов управления ОУ1, ОУ2, ОУ3, ОУ4, ОУ5, ОУ6 (рисунок 3), причем СУ и ОУ связаны посредством коммутирующего устройства К.

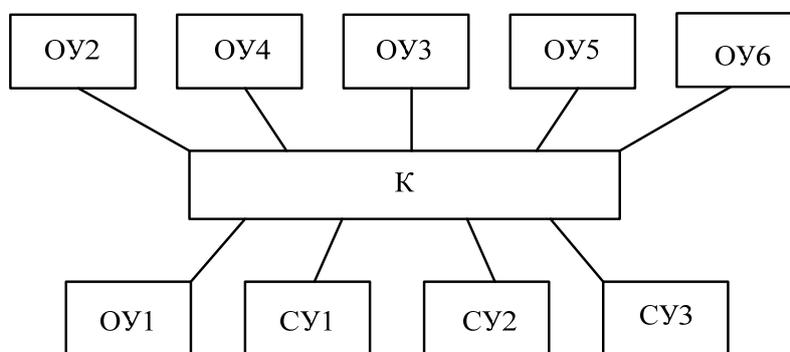


Рис. 3. Схема системы воздействия

Будем считать, что СУ при воздействии ОУ используются следующим образом:

- СУ1, СУ2, К ( $S_1$ ) процесс воздействия ОУ1;
- процесс воздействия ОУ2 задается СУ1, СУ2, К ( $S_2$ );

- процесс воздействия ОУ3 задается СУ1, СУ2, К ( $S_3$ );
- процесс воздействия ОУ4 задается СУ1, СУ2, СУ3, К ( $S_4$ );
- процесс воздействия ОУ5 задается СУ1, К ( $S_5$ );
- процесс воздействия ОУ6 задается СУ1, К ( $S_6$ ).

Систему воздействия можно представить в виде гиперграфа  $G$  (рисунок 4), где  $S_1 - S_6$  представлены в виде ребер, соединяющих вершины  $M = \{ОУ3, СУ1, СУ2, ОУ3, ОУ2, К, СУ3, ОУ6, ОУ5, ОУ4\}$  гиперграфа.

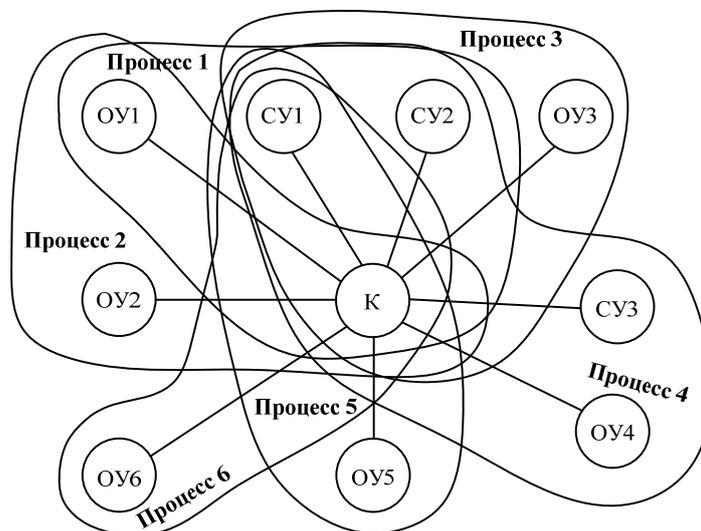


Рис. 4. Гиперграф системы воздействий

Матрицу инцидентности  $Q$  гиперграфа  $G$  зададим следующим образом:

$$Q = \begin{matrix} & \begin{matrix} ОУ1 & СУ1 & СУ2 & ОУ3 & ОУ2 & К & СУ3 & ОУ6 & ОУ5 & ОУ4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} \text{Процесс 1} \\ \text{Процесс 2} \\ \text{Процесс 3} \\ \text{Процесс 4} \\ \text{Процесс 5} \\ \text{Процесс 6} \end{matrix} & \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

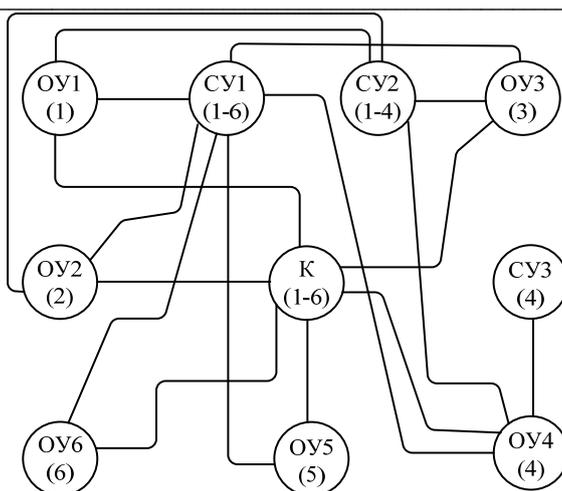
Множество  $M$  содержит определенное число вершин, каждой из которой соответствует номер процесса воздействия (ребро). Сопоставление номера процесса с вершиной называется *моделизацией* графа  $G$  [7].

Такое преобразование графа позволяет получить функцию с заданной вершинами графа областью определения и заданной множеством процессов воздействия областью допустимых значений.

Полученная функция и есть *модельный граф*  $G^m = \langle (M, W), U \rangle$ , где  $W$  – множество номеров ребер,  $U$  – множество дуг. Дуги соединяют вершины ребер гиперграфа с одинаковыми номерами [7].

Результирующий модельный граф заданной системы показан на рис. 5.

В процессе управления объектами построенный модельный граф не в полной мере позволяет анализировать интенсивность применения элементов. В таком случае нужно проанализировать, насколько интенсивно используются элементы итогового графа, учитывая при этом управление объектами. Вводится также понятие частотной матрицы отношений и понятие производной графа [6,7].

Рис. 5. Модельный граф  $G^M$ 

Частотная матрица отношений  $F = [f_{ij}]_{m \times m}$  определяется элементами  $f_{ij}$ , заданными взаимной и собственной частотой участия вершин при равенстве их числу процессов, в который входят элементы  $i$  и  $j$  ( $i \neq j$ ).

Матрица  $F$  вычисляется из матрицы инцидентности  $Q$  по формуле  $F = Q^T \times Q$ , где  $Q^T$  – транспонированная матрица инцидентности.

Для рассматриваемой системы частотная матрица  $F$  представляется так:

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 6 & 4 & 1 & 1 & 6 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 4 & 4 & 1 & 1 & 4 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 6 & 4 & 1 & 1 & 6 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Для того, чтобы изучить, насколько равномерно используются компоненты в различных событиях, можно вычислить производную графа  $G^M$  по событию  $S$  [6,7], которое является процессом воздействия.

Производная определяется частотой участия элементов в событиях [6,7].

Производная графа  $\frac{\partial G}{\partial S}(v_i, v_j) = \frac{f_{ii} - 2f_{ij} + f_{jj}}{f_{ij}} \partial G / \partial S$ , где  $(v_i, v_j)$  – вершины, взвешенные отношением частоты  $(f_{ii} - f_{ij}) + (f_{jj} - f_{ij})$ ,  $f_{ij}$  – частоте совместного участия в событии  $S$ .

Определяемая производная характеризует процент равномерности участия  $(v_i, v_j)$  в  $S$ . Само событие  $S$  происходит на элементах графа  $G^M$ .

В рассматриваемом случае событие  $S$  является суммой процессов воздействия  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$  объектами OY1, OY2, OY3, OY4, OY5 OY6.

Найдем производную  $\partial G / \partial S$  графа  $G^M$ , представленную симметричной матрицей.

$$\frac{\partial G}{\partial S} = \begin{pmatrix} 0 & 5 & 3 & \infty & \infty & 5 & \infty & \infty & \infty & \infty \\ 0 & 0,5 & 5 & 5 & 0 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 \\ & 0 & 3 & 3 & 0,5 & 3 & \infty & \infty & 3 & 3 \\ & & 0 & \infty & 5 & \infty & \infty & \infty & \infty & \infty \\ & & & 0 & 5 & \infty & \infty & \infty & \infty & \infty \\ & & & & 0 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 \\ & & & & & 0 & \infty & \infty & 0 & 0 \\ & & & & & & 0 & \infty & \infty & \infty \\ & & & & & & & 0 & \infty & \infty \\ & & & & & & & & 0 & \infty \\ & & & & & & & & & 0 \end{pmatrix}$$

Воспроизведенный граф производной  $\partial G / \partial S$  представлен на рисунке 6 со следующими принятыми обозначениями: 1 – ОУ1, 2 – СУ1, 3 – СУ2, 4 – ОУ3, 5 – ОУ2, 6 – К, 7 – СУ3, 8 – ОУ6, 9 – ОУ5, 10 – ОУ4.

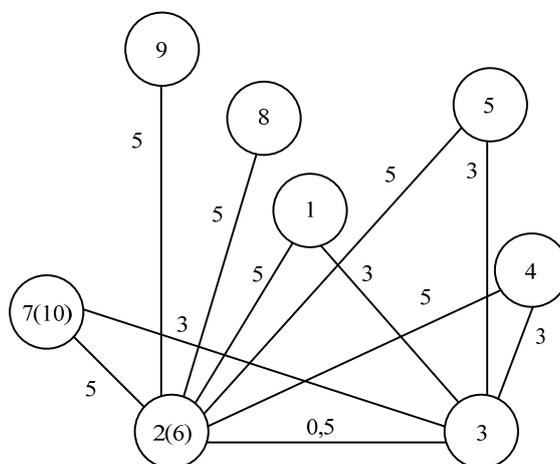


Рис. 6. Производная модельного графа  $G^M$  по событию  $S$

По итогам расчетов следует:

– в графе – производной модельного графа, объединенные вершины (2 и 6; 7 и 10) имеют одинаковую интенсивность и равномерность применения в процессе управления объектами, тем не менее, используются исключительно вместе (элемент матрицы  $\partial G / \partial S$  равен 0);

– элемент матрицы  $\partial G / \partial S$  равен  $\infty$  (вершины не связаны) – исключительно обособленное элементное управление;

– элемент матрицы  $\partial G / \partial S$  имеет значение в пределах интервала  $[0;1]$  – чаще совместное, чем обособленное элементное управление;

– элемент матрицы  $\partial G / \partial S$  равен 1 – равнозначно совместное и обособленное элементное управление;

– элемент матрицы  $\partial G / \partial S$  имеет значение больше 1 – чаще самостоятельное, чем совместное элементное управление.

Частоту использования функциональных элементов САР подтверждает проведенный анализ.

Метод корректировки ряда значений  $\partial G / \partial S$  с использованием производной графа  $G^M$  позволяет определить нечеткое отношение независимости функциональных элементов по следующему правилу.

Зададим число событий с участием ФЭ параметром  $n$ . Тогда максимально возможное значение элемента

матрицы  $\partial G / \partial S \neq \infty$  равно  $\frac{f_{ii} - 2f_{ij} + f_{jj}}{f_{ij}} = \frac{n-2+1}{1} = n-1$ . В этом случае нечеткое отношение

производственной независимости задается матрицей  $Z = |Z_{ij}|_{m \times m}$ , значения элементов которой определяются

как  $Z_{ij} = \frac{\partial G / \partial S_{ij}}{n}$ .

	1	2,6	3	4	5	7,10	8	9
1	0	0,83	0,5	0	0	0	0	0
2,6	0,83	0	0,083	0,83	0,83	0,83	0,83	0,83
3	0,5	0,083	0	0,5	0,5	0,083	0	0
4	0	0,83	0,5	0	0	0	0	0
5	0	0,83	0,5	0	0	0	0	0
7,10	0	0,83	0,083	0	0	0	0	0
8	0	0,083	0	0	0	0	0	0
9	0	0,83	0	0	0	0	0	0

Следующим шагом нечеткое отношение интенсивности взаимного участия ФЭ зададим матрицей

$$R = \{r_{ij}\}_{m \times m} \text{ по следующему правилу } r_{ij} = \begin{cases} 1 - z_{ij}, & \text{если } z_{ij} \neq 0 \\ 1, & \text{если } i = j \\ 0, & \text{если } z_{ij} = 0 \end{cases}$$

	1	2,6	3	4	5	7,10	8	9
1	1	0,17	0,5	0	0	0	0	0
2,6	0,17	1	0,917	0,17	0,17	0,17	0,17	0,17
3	0,5	0,917	1	0,5	0,5	0,917	0	0
4	0	0,17	0,5	1	0	0	0	0
5	0	0,17	0,5	0	1	0	0	0
7,10	0	0,17	0,917	0	0	1	0	0
8	0	0,917	0	0	0	0	1	0
9	0	0,17	0	0	0	0	0	1

Интегральным структурно-функциональным показателем интенсивности применения ФЭ САР является

$$\text{значение } f_{\text{интенсив}}(v_i) = \frac{\sum_{j=1}^m R(i, j)}{m}. \text{ В таблице 1 представлены значения показателя интенсивности применения ФЭ.}$$

Таблица 2

Значения показателя интенсивности применения ФЭ	
Номера ФЭ	Интенсивность
1, 5, 7	0,583
2, 6	0,611
3, 4	0,583
8	0,333
9	0,333
10	0,444

### Заключение

Анализ модели, проведенный в данной работе, показал реальность работоспособности системы множества агентов под управлением, системы планирования назначения задач и системы анализа уникальных свойств. Определены главные структурные преимущества описанной системы с использованием коммутатора, потенциально применимые при решении проблем отказоустойчивости аппаратных средств САР. Разработана архитектурное решение для аппаратных средств САР с использованием коммутатора в целях системного контроля работоспособности и реконфигурации в случаях сбоев.

Реализация данной системы автоматизированного развертывания на микроконтроллерах с достаточным количеством периферийных интерфейсов позволит реализовать отказоустойчивую систему, что скажется на улучшении эксплуатационных характеристик, а также позволит избежать отказов системы в критически важных ситуациях. При современной элементной базе производство такой системы не вызовет серьезных

трудностей.

Модульность системы позволит быстро адаптировать её для решения множества задач автоматизации в краткие сроки с небольшими трудозатратами.

### Литература

1. *Kharchenko V.S., Tarasenko V.V., Ushakov A.A.* The Fault-tolerant PLD-based Embedded Digital Systems. Kh.: National Airspace University «KhAI», 2004. 210 p.
2. *Скобелев П.О.* Мультиагентные технологии в промышленных применениях: к 20-летию основания Самарской научной школы мультиагентных систем // Мехатроника, управление, автоматизация. 2011. № 12. С. 33-46.
3. *Федорова Н.В., Пирогова Н.В., Половня С.И., Мельник Ю.В.* Принципы эффективного управления распределением ресурсов мультисервисной макросети при предоставлении услуг пользователям // Вестник связи. 2018. №2. С. 34-38.
4. *Суханова Н.В.* Обеспечение отказоустойчивости аппаратных средств автоматизированных систем управления // Вестник МГТУ «Станкин» №2 (41), 2017. С. 79-82.
5. *Дуйнова Ю.А., Бобрик Н.М., Половня С.И.* Алгоритм мониторинга мультиагентной сети // Инновационные технологии научного развития: материалы IX Междунар. науч.-практ. конф., г. Казань, РФ, 20 мая 2017 г. С. 14-15.
6. *Горбатов В.А., Горбатов А.В., Горбатова М.В.* Дискретная математика: учебник для студентов вузов. М.: АСТ «Астрель», 2003. 447 с.
7. *Горбатов В.А.* Фундаментальные основы дискретной математики. Информационная математика. М.: Наука. Физматлит, 2000. 544 с.

# МНОГОКАНАЛЬНАЯ СТРУКТУРА УСТРОЙСТВА МНОГООБЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАФА В СОСТАВЕ ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА

**Силантьев Александр Борисович,**

*Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, профессор кафедры РТС, кандидат технических наук, Ярославль, Россия,  
[silantiev@mail.ru](mailto:silantiev@mail.ru)*

**Фернаду Карлуш Абель Гунза,**

*Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, аспирант кафедры РТС, Ярославль, Россия,  
[carlosabel\\_2011@hotmail.com](mailto:carlosabel_2011@hotmail.com)*

**Олим Жельсон Сильва Фернандес,**

*Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, аспирант кафедры РТС, Ярославль, Россия,  
[zhelsonolim@yandex.ru](mailto:zhelsonolim@yandex.ru)*

## Аннотация

*Рассматривается обзорный радиолокатор, содержащий дополнительное устройство многообзорного наблюдения, в основе функционирования которого лежит совместная обработка результатов нескольких обзоров. В каждом канале многообзорного наблюдения в составе устройства реализуется известная процедура «track-before-detect» и предполагается обработка эхо-сигналов от различного числа обзоров пространства, сохраняемых в буферном накопителе. Анализируется эффективность предлагаемой многоканальной процедуры.*

## Ключевые слова

*Обзорный радиолокатор, многообзорное наблюдение, многоканальная структура, процедура «track-before-detect», некогерентное накопление, малоразмерные объекты, преобразование Хафа.*

## Введение

Реализация основных путей увеличения потенциала радиолокационных станций (РЛС) ограничена существенными трудностями теоретического и практического плана, поэтому перспективы повышения эффективности РЛС чаще связывают с внедрением и совершенствованием цифровых методов обработки радиолокационной информации.

В последние годы наблюдается возрастающий интерес к известным методам длительного многообзорного наблюдения (МОН), которые решают единую задачу обнаружения-измерения [1]. Большинство методов достаточно подробно рассмотрено в современной научной литературе, часть из них в иностранной литературе получила название «track-before-detect» (TBD) [2,3]. Методы TBD базируются на применении некогерентного накопления сигналов на основе априорной модели движения цели. При этом обнаружение происходит одновременно с завязкой трассы цели и со значительным запаздыванием из-за увеличения времени наблюдения. Вопросы практической реализации методов TBD, а также оценки их эффективности остаются недостаточно исследованными.

### 1. Структура радиолокатора с устройством многообзорного наблюдения

Рассмотрим предлагаемую структуру радиолокатора с устройством МОН (рис. 1) [4]. Обнаружение траекторий (трасс) малоразмерных и слабоотражающих объектов происходит в радиолокаторе по результатам МОН. Результаты, полученные в устройстве МОН, объединяются с трассовой информацией основного канала. Часть известных методов длительного МОН базируются на современных цифровых методах обработки изображений. Вопросы реализации подобных методов изложены в [2,3], вопросы оценки эффективности - в [2,3] и частично в [4]. При таком подходе время некогерентного накопления в каналах многообзорного наблюдения оказывается достаточно продолжительным. Оно соответствует нескольким периодам обзора и может составлять для обзорных РЛС десятки, а иногда и сотни секунд. Сам факт обнаружения в этом случае регистрируется с запаздыванием. Например, при анализе результатов десяти обзоров пространства с темпом  $T_{обз} = 5 \text{ с}$  обнаружение может происходить только через 50 с после получения первой отметки от цели. А при анализе результатов двадцати обзоров время запаздывания может достигать практически двух минут. Возможность столь длительного накопления сигналов при обнаружении высокоскоростных объектов локации представляется проблематичной, а подобный метод обнаружения вряд ли может быть выбран в качестве основного в многофункциональных РЛС.

Для большинства современных обзорных РЛС предусмотрена оцифровка результатов квадратурной обработки с использованием АЦП. При этом каждому временному отсчету (определенному значению дальности) соответствует значение амплитуды сигнала на выходе приемного устройства РЛС. Реализации многообзорного накопления предполагает, что значения амплитуды предварительно протестированного сигнала для каждого элемента «время – дальность» записывают и хранят в буферном накопителе. Сигнальную информацию о результатах обзора обычно сохраняют в виде специального массива с учетом квантования по времени и дискретизации по дальности (азимуту).

Интервал дискретизации по дальности нецелесообразно выбирать менее разрешающей способности РЛС  $\Delta R$ . Общее число элементов разрешения по дальности (одна из размерностей массива «время – дальность»)  $N_R = R_{\max} / \Delta R$ . Общее количество временных отсчетов за время кругового обзора РЛС  $T_{\text{обз}}$  оказывается значительным, однако с учетом реализуемой разрешающей способности по азимуту  $\Delta\theta$  при постоянной угловой скорости вращения антенны РЛС число временных отсчетов может быть существенно снижено:

$$N_t = N_\beta = 360^\circ / \Delta\theta. \quad (1)$$

С учетом общего числа элементов массива «время – дальность»  $N_{\text{обз}} = N_R N_t$  и разрядности АЦП  $n$  объем хранимой сигнальной информации за один круговой обзор составляет  $nN_{\text{обз}}$ . Для реализации методов TBD необходимо накапливать сигнальную информацию за несколько периодов обзора пространства. Непрерывный процесс обнаружения реализуется за счет периодического обновления информации в буферном накопителе по методу скользящего окна. Для этого суммарный массив «время – дальность» будет периодически обновляться эхо-сигналами очередного обзора пространства.



Рис. 1. Радиолокатор с устройством МОН (ПО – устройство первичной обработки; ВО – устройство вторичной обработки; ОИ – объединение информации, МН – устройство многообзорного наблюдения)

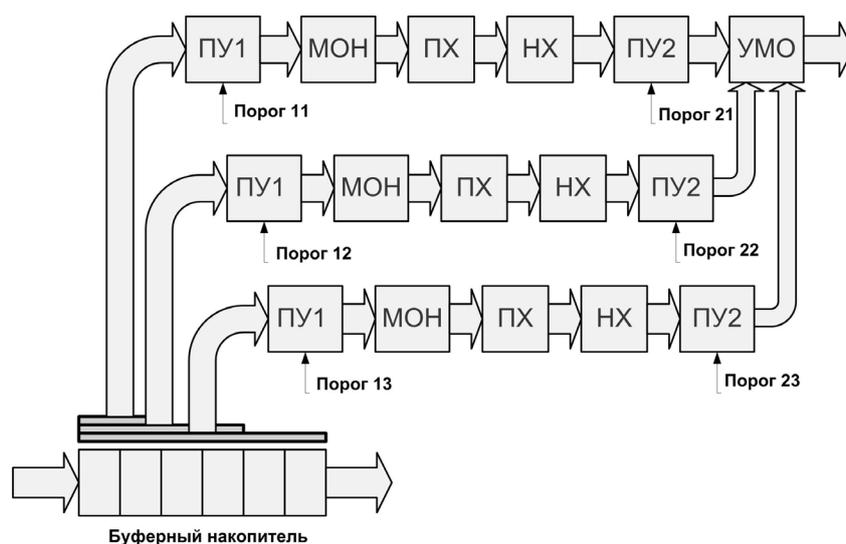
По своей эффективности методы многообзорного накопления в целом соответствуют методам цифрового накопления по критерию « $n$  из  $m$ » [2,5]. Прирост результирующей вероятности обнаружения позволяет расширить зону действия РЛС при обнаружении малоразмерных объектов. С увеличением времени наблюдения вероятность правильного обнаружения траекторий возрастает. Однако сам момент обнаружения происходит уже значительно позже. При этом следует учитывать, что одновременно с обнаружением цели по результатам нескольких обзоров формируется также участок трассы. Поэтому, анализируя работу алгоритма, необходимо оценивать время, необходимое для достижения заданной вероятности завязки (обнаружения) трасс. В любом случае это время ограничено временем пребывания движущейся цели в зоне действия РЛС (при обнаружении слабоотражающих целей эта зона может быть сравнительно небольшой).

## 2. Структура каналов и реализация метода многообзорного наблюдения

Рассмотрим структуру каналов МОН. Для их реализации возможно использование двухэтапной процедуры обнаружения на основе преобразования Хафа [2,3]. Исходная матрица для анализа формируется на первом этапе по результатам превышения достаточно низкого порога обнаружения. В дальнейшем происходит заполнение особого накопителя (аккумулятора Хафа) и сравнение его содержимого с порогом второго этапа. Для успешной реализации метода многообзорного накопления в современной обзорной РЛС необходимо сохранять сигнальную информацию о результатах большого числа обзоров пространства. При этом выигрыш от некогерентного накопления оказывается пропорционален числу накапливаемых сигналов от различных обзоров пространства [2,3,5]. Чем большее количество обзоров подвергается анализу с целью поиска потенциальных трасс, тем выше вероятность обнаружения малоразмерных объектов. Важно, что по истечении указанного интервала наблюдения фиксируется не только сам факт обнаружения, но формируется также некоторая грубая предварительная оценка трассы цели.

Таким образом, важной характеристикой решающего правила, реализующего в нашем случае метод TBD, является цена – среднее число наблюдений, необходимых для принятия решения о наличии трассы при

обеспечении заданных условных вероятностей ложной тревоги  $F$  и пропуска целей  $P_{\text{проп}} = 1 - D$  (здесь  $D$  – вероятность правильного обнаружения) [6]. При заданных вероятностях наилучшей следует полагать процедуру, которая обеспечивает минимальную среднюю продолжительность наблюдений, или минимальный средний объем  $m$  выборки принимаемого сигнала. В этой связи предлагается многоканальная структура устройства МОН (рис. 2). С учетом возможного обнаружения объектов с различными отражающими свойствами подобная многоканальная структура представляется оптимальной. Результаты обзоров пространства в виде оцифрованных сигналов последовательно поступают в буферный накопитель. Емкость накопителя  $M$  определяет максимальное число обзоров пространства, сигнальная информация которых может обрабатываться совместно. При достаточно высоком уровне принимаемых эхо-сигналов многообзорное наблюдение может быть ограничено лишь частью информации, хранимой в буферном накопителе, и средняя продолжительность наблюдения будет минимальной. Этот вариант МОН реализуется верхним по схеме каналом на рис. 2. Все каналы в составе устройства МОН являются однотипными и отличаются лишь количеством обрабатываемых обзоров пространства. Соответственно будут отличаться и пороговые уровни в пороговых устройствах первой и второй ступени. В каждом канале обработки результаты сравнения с первичным порогом подвергаются преобразованию Хафа и заполняют ячейки специального накопителя (аккумулятора) [2,3]. В ходе последующих обзоров содержимое аккумулятора также будет непрерывно обновляться. Обнаружение трасс целей реализуется в результате сравнения содержимого аккумулятора с порогом второго этапа (рис. 2). В ходе длительного МОН реализуется обнаружение объектов локации с малой эффективной площадью рассеяния. Для этого порог первичного обнаружения при использовании методов МОН понижается, что закономерно вызывает значительное увеличение числа его превышений. Достижение требуемой минимальной условной вероятности ложной тревоги в этих условиях обеспечивают результаты многообзорной обработки [2].



**Рис. 2.** Структура устройства многообзорного наблюдения (ПУ – пороговое устройство; МОН – многообзорный накопитель; ПХ – преобразователь Хафа; НХ – накопитель Хафа; УМО – устройство многообзорной обработки).

При значительном количестве превышений порога от обзора к обзору может быстро нарастать число завязываемых трасс (истинных и ложных траекторий целей). На основе априорной модели движения цели алгоритм Хафа позволяет эффективно выделить отметки от целей, принадлежащие прямым, то есть потенциальным траекториям объектов. По мере увеличения числа анализируемых обзоров количество потенциальных трасс-кандидатов убывает. Так, по результатам моделирования работы алгоритма МОН получены следующие результаты [4]. При вероятности ложной тревоги на этапе первичной обработки  $P_F = 5 \cdot 10^{-3}$  число потенциальных трасс-кандидатов для трех обзоров составило  $N_{Tp} = 5573$ , для четырех –  $N_{Tp} = 2781$ , для пяти –  $N_{Tp} = 1187$ . Формирование матрицы наблюдений с сохранением номера обзора позволяет в дальнейшем существенно снизить количество потенциальных трасс-кандидатов, полученных с помощью алгоритма Хафа.

В качестве примера на рис. 3 представлена структура матрицы многообзорных наблюдений. При уменьшении уровня порога (необходимо, чтобы снизить вероятность пропуска объектов с малой ЭПР) вероятность ложных тревог быстро возрастает. Это вызывает значительное увеличение числа превышений порога (рис. 3). На рисунке темным оттенком выделены ячейки матрицы, для которых превышение порога обусловлено воздействием шумов. При значительном количестве превышений порога будет нарастать от обзора к обзору число завязываемых трасс (истинных и ложных траекторий целей). Сигналы от неподвижных местных предметов появляются, как правило, в одних и тех же элементах дальности матрицы наблюдений. От обзора к

обзору их интенсивность меняется незначительно. Часто подобные сигналы исключаются из обработки путем вычитания мешающих отражений с использованием цифровых методов (карты помех), что приводит также к подавлению эхо-сигналов от малоподвижных объектов.

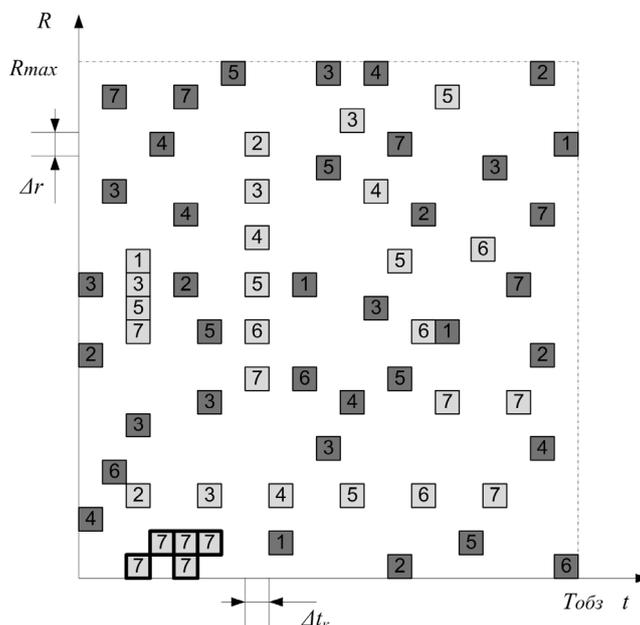


Рис. 3. Формирование матрицы многообзорных наблюдений с сохранением номера обзора

Вопросы формирования матрицы многообзорных наблюдений подробно рассмотрены в [7]. В работе показано, что сложности формирования матрицы многообзорных наблюдений для малоскоростных объектов локации связаны с незначительным изменением их координат от обзора к обзору. При скорости объекта  $V_{\min}$  меньше минимального значения отметки, полученные в смежных обзорах, могут оказаться в одной ячейке матрицы наблюдений

$$V \leq V_{\min} = \Delta r / T_{\text{обз}}.$$

Если использовать при формировании матрицы наблюдений простую логическую операцию «или» для объединения бинарных отметок, то результаты отдельных обзоров будут потеряны. Например, для малоскоростного объекта локации результаты семи обзоров занимают лишь четыре элемента матрицы наблюдений. Сложная логика формирования матрицы наблюдений, например, с сохранением номера обзора, также не всегда позволяет эффективно использовать алгоритм Хафа для выделения трасс малоскоростных целей. Предлагаемое решение проблемы – «прореживание» матрицы многообзорных наблюдений, то есть выборка результатов отдельных обзоров, например, каждого третьего, пятого, седьмого и т.д. в зависимости от минимальной скорости движения цели. Недостаток такого метода – ожидаемое увеличение общего времени наблюдения, задержка в принятии решения о наличии трассы цели и получении трассовой информации.

Сложности иного плана возникают при формировании матрицы многообзорных наблюдений для высокоскоростных объектов. Существенное изменение дальности за время обзора не всегда позволяет получить достаточное количество отметок в пределах зоны действия РЛС для реализации метода МОН в полном объеме. Это сказывается в целом на эффективности подобного «усеченного» метода обнаружения. Слабоотражающие объекты могут быть обнаружены при этом лишь вблизи РЛС за счет быстрого нарастания интенсивности эхо-сигналов при уменьшении дальности. Очевидный путь повышения эффективности для этого случая – увеличение темпа обзора пространства радиолокатором, переход от кругового обзора к секторному.

Ещё одна особенность методов продолжительного по времени накопления сигналов – это вероятное изменение отношения сигнал-шум из-за движения цели в процессе МОН. В большинстве работ, посвященных методам TBD [2,3], влияние данного фактора на результирующую эффективность метода обычно не рассматривают. В этих работах анализируется случай обнаружения сигналов от целей, находящихся на больших дальностях и перемещающихся с относительно небольшой радиальной скоростью. При этом изменение отношения сигнал-шум оказывается относительно небольшим и им можно пренебречь.

Иная ситуация реализуется, когда обнаружение малоразмерного высокоскоростного объекта происходит на относительно малом удалении от РЛС. Объекты такого типа в процессе их наблюдения могут преодолевать от обзора к обзору значительные расстояния, уровень эхо-сигналов в приемнике РЛС будет при этом интенсивно нарастать

$$P_{ci} = \frac{K}{[R - V_{rc} \cdot T_{обз} \cdot (i-1)]^4}, \quad (2)$$

где  $P_{ci}$  – мощность сигнала для  $i$ -го обзора,  $K$  – коэффициент, характеризующий потенциал РЛС,  $V_{rc}$  – радиальная составляющая скорости.

Например, объект, движущийся со скоростью 700 м/с, может преодолевать более 4 км за время одного обзора 6 с. Если первоначально обнаруживаемый объект находился на дальности 40 км, то относительное изменение дальности за период обзора может превысить 10%. Оценочные расчеты показывают возможное изменение отношения сигнал-шум, практически равное 2 дБ. В процессе оптимального накопления наилучшим образом должны воспроизводиться наиболее интенсивные составляющие сигнала, некогерентное накопление в этом случае предполагает оптимальные веса суммирования [1]. Если с изменением дальности до цели существенно изменяется уровень эхо-сигналов (отношение сигнал-шум), то должны изменяться и соответствующие веса при суммировании сигналов. Сигналы приближающейся цели, полученные последними по времени, должны учитываться в аккумуляторе Хафа с наибольшим весом, а накопление относительно слабых сигналов, полученных первыми, практически не улучшает характеристики обнаружения. Таким образом, при многообзорном наблюдении малоразмерных высокоскоростных объектов основной выигрыш будет заключаться не в увеличении дальности обнаружения, а в получении трассовой информации.

### Заключение

Предложена структура обзорного радиолокатора, содержащая наряду с основным каналом обработки радиолокационной информации дополнительное устройство МОН. Полагается, что в каналах МОН реализована известная процедура «track-before-detect». В качестве показателя эффективности рассматривается среднее число наблюдений, необходимых для принятия решения о наличии трассы для обеспечения заданных вероятностей ложной тревоги и пропуска целей. Структура устройства МОН является многоканальной и адаптивной к уровням принимаемых эхо-сигналов. Для этого предлагается обработка сигналов различного числа обзоров пространства, сохраняемых в буферном накопителе.

Проанализированы вопросы практической реализации методов МОН на основе известного преобразования Хафа. Содержание матрицы многообзорных наблюдений для различных объектов определяется характером их движения. При обнаружении целей, перемещающихся с малой радиальной скоростью, необходимо «прореживание» результатов многообзорных наблюдений. Для высокоскоростных объектов основной выигрыш МОН заключается в ускоренном получении трассовой информации.

### Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
2. Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 (Jan. 1994). Part I: 102–108. Part II: 109–115. Part III: 116–124.
3. Монаков А.А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа. Сборник докладов конференции «RLNC 2014». С.1584-1594.
4. Голубев А.В., Егоров С.А., Силантьев А.Б. Анализ эффективности многообзорного накопления радиолокационных сигналов на основе преобразования Хафа. Вестник воздушно-космической обороны. Вып. 3(19), 201. С. 44-49.
5. Крицгин А.В., Маврычев Е.А. Алгоритмы многообзорного обнаружения траектории движущейся цели. Труды НГТУ им. Алексея Р.Е. №4(83), 2010. С. 11-18.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учебное пособие / В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.; Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 672 с.
7. Голубев А.В., Олим Ж.С.М., Силантьев А.Б., Фернанду К.А.Г. Формирование матрицы многообзорных наблюдений в системе обработки радиолокационной информации при реализации алгоритма Хафа. Сборник трудов XXV международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16-18 апреля 2019 г.). Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. С. 367-376.

# ДЕТЕРМИНИРОВАННО-СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРАФИКА С ВАРИАЦИЕЙ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ВОДИТЕЛЕЙ

**Яшина Марина Викторовна,**

*Московский Автомобильно-Дорожный государственный технический университет (МАДИ);  
Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
[yash-marina@yandex.ru](mailto:yash-marina@yandex.ru)*

**Таташев Александр Геннадьевич,**

*Московский Автомобильно-Дорожный государственный технический университет (МАДИ);  
Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
[a-tatashev@yandex.ru](mailto:a-tatashev@yandex.ru)*

**Доткулова Анастасия Сергеевна,**

*Московский Автомобильно-Дорожный государственный технический университет (МАДИ);  
Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
[asoll05@inbox.ru](mailto:asoll05@inbox.ru)*

**Сусоев Николай Павлович,**

*Московский Автомобильно-Дорожный государственный технический университет (МАДИ), Москва, Россия,  
[susoev.nikolay@mail.ru](mailto:susoev.nikolay@mail.ru)*

## **Аннотация**

*В статье рассматривается детерминированно-стохастическая модель движения транспорта, в которой средняя скорость транспортного потока моделируется поведенческим движением частиц на многополосной решетке. Частицы принадлежат различным типам, с различными скоростными и психофизиологическими характеристиками.*

## **Ключевые слова**

*Транспортные потоки, детерминированно-стохастическая модель, интенсивность транспортного потока, динамическая система, модели трафика.*

## **I. ВВЕДЕНИЕ**

Буслаевым в работе [1] предложен детерминированно-стохастический подход, в соответствии с которым скорость транспортного потока представляется в виде детерминированной и стохастической составляющих. Этот подход подробно описан Буслаевым, Приходько, Таташевым и Яшиной в [2]. Детерминированная составляющая соответствует скорости основной массы потока. Стохастическая составляющая соответствует индивидуальным маневрам автотранспортных средств. Носитель модели представляет собой двумерное клеточное поле, движущееся со скоростью, соответствующей детерминированной составляющей. Ширина клеточного поля, измеряемая в количестве клеток, соответствует числу полос движения, по которым транспортные средства движутся в заданном направлении. Размер (длина) клетки соответствует динамическому габариту транспортного средства, т.е. минимальному расстоянию между центрами транспортных средств, удовлетворяющему требованиям безопасности при заданной скорости потока, состоянию дорожного покрытия и погодных условиях. Движущимся по моделируемой магистрали транспортным средствам соответствуют частицы, занимающие клетки (ячейки) модельного поля.

В каждой ячейке не может одновременно находиться более одной частицы. Если частица остается в одной и той же ячейке, то это означает, что соответствующее транспортное средство движется с постоянной скоростью в общем потоке. Перемещения частиц осуществляются в дискретные моменты времени. Единица времени в модели соответствует времени реакции водителя. В каждый дискретный момент частица может с заданными вероятностями совершить попытку либо переместиться на одну ячейку вперед, оставаясь на своей полосе, либо переместиться на одну ячейку вперед, переходя на соседнюю полосу, либо перейти на соседнюю (слева или справа) полосу, не продвигаясь вперед по клеточному полю, либо перейти на другую полосу, перемещаясь одновременно на ячейку вперед. Попытка частицы переместиться реализуется, если соответствующая ячейка свободна.

Правила движения частиц на решетке аналогично правилам движения частиц в известной модели Нагеля – Шрекенберга [3]. Некоторые аналитические результаты о разновидностях модели Нагеля – Шрекенберга получены Грэм и Грефитом [4], Канаи, Ничинари и Тохиро [5], Бланком [6].

Бугаевым, Буслаевым и Таташевым [7] рассматривалась модель участка многополосной магистрали. Эта модель использует детерминированно-стохастический подход. Модель позволяет оценить вероятность того, что автомобиль не успеет за время движения на участке магистрали не успеет перестроиться на крайнюю полосу для съезда с магистрали на второстепенную дорогу. В последствии Бугаевым, Буслаевым и Таташевым [8] была

разработана сходная модель для анализа двухполосного участка дороги перед развилкой. Каждая частица в модели соответствует автотранспортному средству и характеризуется полосой, по которой частица находится первоначально и полосой, по которой она должна продолжить движение после прохождения участка.

Можно рассмотреть модель, в которой частицы могут двигаться в обоих направлениях. Движение частицы в противоположном направлении соответствует движению транспортного средства со скоростью, меньшей скорости основного потока.

Движение по клеточному полю в модели, используемой при детерминированно-стохастическом подходе аналогично движению частиц в известной модели Нагеля – Шреккенберга [3].

## II. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ВЫЧИСЛЕНИЯ

Рассмотрим модель участка дороги, на котором часть автотранспортных средств должна осуществить съезд на второстепенную магистраль. Эта модель сходна с разработанными моделями Бугаева, Бушлаева и Таташева [7], [8].

Предположим, что два типа движутся на  $K$ -полосном участке. Участок разбит на  $m$  отрезков. Каждый сегмент содержит  $l$  ячеек. Участок разбит на  $K$ -полосном участке магистрали. Размер (длина) каждой ячейки, размещенной на отрезке  $m$ , равен  $d_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . Ячейка характеризуется координатами  $(x, y)$ , где  $x$  – номер полосы, а  $y$  – номер точки на полосе. При этом  $m$ -й отрезок  $K$ -й полосы содержит ячейки  $\lambda_{2,s,m}$ ,  $s = 1, \dots, S$ . Имеются два типа частиц. Частицы первого типа движутся по одной из полос и не стремятся перейти на другую полосу. Каждая частица второго типа стремится перейти к концу участка на полосу 1. Частицы первого типа соответствуют автомобилям, которые не стремятся сменить полосу. Частицы второго типа соответствуют автомобилям, которые предполагают свернуть на другую дорогу в конце участка. Значение  $d_m$  соответствует динамическому габариту автомобиля.

Правила движения частицы, следующие:

1) Если частица первого типа находится на полосе  $x$ , то она остается на этой полосе во время движения по участку. В течение кванта времени частица первого типа, находящаяся на полосе  $K$  и отрезке  $m$ , с вероятностью  $\lambda_{1,m}\Delta t$  стремится переместиться на одну ячейку в направлении движения. Попытка реализуется, если ячейка впереди свободна.

2) Если частица второго типа находится в ячейке  $(k, j)$ ,  $k < L$ , и ячейка  $(k-1, j)$  (ячейка на полосе справа от рассматриваемой частицы) свободна, то частица переходит в ячейку  $(k-1, j)$  с вероятностью  $\lambda_{1,m}\Delta t$ .

3) Если частица второго типа находится на полосе  $k$  и ячейка справа от нее занята, частица не переходит в другую ячейку.

Плотности потоков на первом отрезке и каждой полосе заданы.

В модели в качестве исходных задаются следующие данные (рис.1) (в скобках примерные значения):  $K$ – число полос (5);  $M$ – число сегментов (зон) (40);  $d_m$  – динамический габарит (25 м);  $\Delta t$  – такт времени (время реакции водителя);  $\rho_i(k, 1)$  – плотность потока  $i$ -го типа на полосе  $k$  и в зоне 1 (0.01 1/м);  $\lambda_{1,m}$  – интенсивность попыток индивидуального маневра транспортного средства  $i$ -го типа (0.2 1 сек);  $v_m = 20$  м/сек.

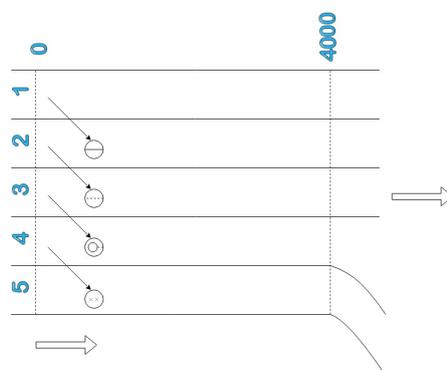


Рис. 1. Движение транспортных средств по многополосному участку

Пусть  $\beta(k, m)$  – вероятность того, что частица второго типа, начавшая движение по  $m$ -му сегменту на  $k$ -й полосе,  $k = 1, \dots, K-1$ ,  $m = 1, \dots, M$ , успеет до конца прохождения данного сегмента перейти на соседнюю справа полосу. Формулы для вычисления:

$$\begin{aligned} q_1(k, m) &= q_1(k, 1), q_2(1, m) = \\ &= q_2(1, m-1)(1 - \beta(1, m-1)), k = 1, \dots, (K-1), \\ q_2(k, m) &= q_2(k-1, m-1)\beta(k-1, m-1) \\ &+ q_2(k, m-1)(1 - \beta(k, m-1)), \\ q_2(K, m) &= q_2(K-1, m-1)\beta(K-1, m-1) \end{aligned} \quad (1)$$

Вероятности того, что клетки полосы  $k = 1, \dots, K$  и сегмента  $m = 2, \dots, M$  заняты частицами заданного, типа находятся из соотношений

$$q_1(k, m) = \rho_1(k, m)(v_m + d_m \lambda_{1,m}(1 - r(k, m))) \quad (2)$$

$$q_2(k, m) = \rho_2(k, m)v_2, k = 1, \dots, K,$$

$$\begin{aligned} r_i(k, m) &= d_m \rho_i(k, m), r(k, m) = \\ &= r_1(k, m) + r_2(k, m) \leq 1 \end{aligned} \quad (3)$$

Данная система уравнений для каждой пары значений  $k, m$  сводится к квадратному уравнению относительно  $\rho_2(k, m)$ .

Будем рассматривать (2) как уравнение относительно  $\rho_1(k, m)$ . Положим  $x = \rho_1(k, m)$ . Тогда уравнение (2) может быть записано в виде

$$Ax^2 + Bx + C = 0, \quad (4)$$

$$A = \lambda_{1,m} d_m^2, B = -(v_1 + \lambda_{1,m} d_m - \lambda_{1,m} d_m^2 \rho_2(k, m)),$$

$$C = q_1(k, m).$$

Если

$$\rho_2(k, m)d \leq 1, \quad (5)$$

то значение  $B$  положительно и если  $D = B^2 - 4AC \geq 0$ , то уравнение имеет положительные корни.

Если  $\rho_2(k, m)d > 1$ , где значение  $\rho_2(k, m)$  найдено из уравнения (3), то считаем, что на полосе  $k$  и  $m$  имеет место затор (плотность потока второго типа слишком большая).

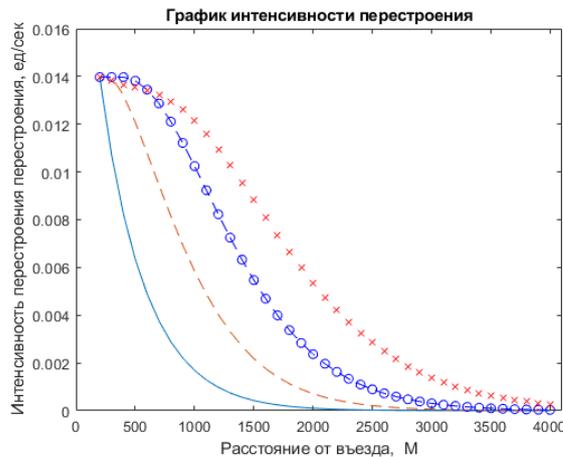


Рис. 2. График интенсивности перестроения

Будем считать, что выполняется условие (5) и неравенство  $v_m \geq \lambda_{1,m} d_m$ .

Положим  $F(x) = C - Ax^2 - Bx$ . Тогда при  $x = 0$  имеем  $F > 0$  и на отрезке  $x \in \left[0, \frac{1 - d_m p_2(k, m)}{d_m}\right]$  функция  $F(x)$  строго убывает и непрерывна. Таким образом, имеется не более одного корня уравнения (5), принадлежащего отрезку  $\left[0, \frac{1 - d_m p_2(k, m)}{d_m}\right]$ . Если такой корень существует, то считаем, что найдено значение  $\rho_1(k, m) = x$ . Если такого корня нет, но  $D > 0$ , то существуют положительные корни вне этого отрезка. В этом случае можно считать, что плотность потока слишком большая и на полосе  $k$  и сегменте  $m$  имеет место затор. При не слишком большом значении  $C = q_1(k, m)$  имеем  $D > 0$ . Если значение  $C = q_1(k, m)$  увеличивается при фиксированных значениях  $A$  и  $B$ , то значение  $D$  становится отрицательным. В этом случае будем также считать, что плотность потока слишком большая и имеет место затор.

Пусть

$$\beta(k, m) = 0.5 + \Phi\left(\frac{L_m - a(k, m)}{\sigma(k, m)}\right), \quad (6)$$

$$k = 1, \dots, K, m = 1, \dots, M - 1,$$

$\Phi(x)$  - функция Лапласа:

$$\begin{aligned} p(k, m) &= (1 - r(k, m + 1)) \lambda_{2,m} \Delta t, \\ a(k, m) &= \frac{v_m \Delta t}{p(k, m)}, \\ \sigma^2(k, m) &= \frac{v_m^2 (1 - p(k, m)) (\Delta t)^2}{(p(k, m))^2} \end{aligned} \quad (7)$$

Вероятность  $\alpha$  того, что частица покинет участок находясь на крайней правой полосе, т.е. успеет перестроится равна

$$\alpha = \frac{q_2(K, M) + \beta(K - 1, M) q_2(K - 1, M)}{\sum_{k=1}^K q_2(k, 1)} \quad (8)$$

Калибровка модели, осуществлялась по методике, разработанной Косцовым в [9].

### III. ВЫЧИСЛЕНИЯ ДЛЯ НЕСКОЛЬКИХ ТИПОВ

При исследовании влияния человеческого фактора на транспортный поток, можно необходимо рассматривать психофизиологические характеристики водителей. Важную роль в поведении на дороге играет темперамент.

В свободном потоке скорости транспортных средств зависят от технических особенностей и типов автотранспортных средств. В насыщенном потоке скоростные характеристики транспортных средств не могут проявиться в полной мере. В этих условиях проявляются в большей степени психологические особенности водителей и время реакции водителей, проявляющиеся в интенсивности попыток совершения индивидуальных маневров.

Темперамент – характерная для данного человека совокупность психических особенностей, связанных с эмоциональной возбудимостью, т.е. быстротой возникновения чувств, с одной стороны, и силой их – с другой. Темперамент составляет основу формирования и развития характера. С физиологической точки зрения он обусловлен типом высшей нервной деятельности человека и проявляется в характере поведения человека, в степени его жизненной активности. В настоящее время в области транспортной психологии выделяют 4 типа темперамента: сангвиник, холерик, флегматик и меланхолик.

Все психотипы имеют свои особенности. Каждому присущи достоинства и недостатки.

1. Сангвиники:
  - неустойчивы к монотонным раздражителям;
  - легко теряют бдительность;
  - отлично чувствуют себя на оживленных городских улицах.
2. Холерики:
  - не склонны осторожничать на дороге;
  - любители быстрой езды;
  - часто нарушают ПДД.

Время реакции у лиц холерического темперамента ниже, чем у флегматиков на 25-35%, но количество совершаемых ошибок у холериков больше.

3. Флегматики:

- устойчивы к любым монотонным раздражителям;
- сложнее найти правильное решение задачи в экстремальной ситуации.

4. Меланхолики:

- нередко теряются в экстремальной ситуации;
- наименее приспособленными к управлению транспортным средством.

Скорость реакции водителя во многом зависит от типа темперамента.

Рассмотрим примеры где скорость транспортного потока и основные характеристики потока будут изменяться в зависимости от темперамента водителя.

Пусть скорость транспортного потока находится по формуле

$$v_{flow} = v_{det} + v(1-r)d, \quad (9)$$

где  $v_{det}$  – детерминированная составляющая транспортного потока (м/сек);

$d_m$  – динамический габарит (м);

$v$  – параметр, значение которого определяется из уравнения (1/сек);

$$\left(1 + \sum_{j=1}^K a_j \frac{1}{-v}\right) v = \frac{1-r}{r}, \quad (10)$$

где  $K$  – число типов автотранспортных средств;

$a_j$  – вероятность принадлежности автотранспортного средства к определенному классу;

$\mu$  – количество предпринимаемых попыток перемещения (1/сек);

$r = pd$ ;

$\rho$  – плотность транспортного потока (1/м).

При решении уравнения (10), получается несколько корней. Выбираем корень уравнения, удовлетворяющий уравнению

$$0 < v < \min(\mu_1, \dots, \mu_k) \quad (11)$$

При неоднородном потоке смешанных типов все драйверы функции состояния постепенно уменьшаются. Мы предполагаем, что это связано с тем, что в то время как некоторые драйверы «долго принимают решение», а другие «постоянно спешат», скорость потока остается довольно стабильной.

Пример 1. Дано:  $\tau=0.5$ ,  $\mu_1 = 0.2$ ,  $\mu_2 = 0.4$ ,  $\mu_3 = 0.6$ ,  $\mu_4 = 0.8$ ,  $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = 0,25$ .

Уравнение (10) сводится к уравнению четвертого порядка по  $v$ . Существует единственное решение уравнения (11). Это решение  $v = 0,031$  м/с.

Для гетерогенного потока функции состояния всех драйверов постепенно уменьшаются. Это связано с тем, что, хотя время отклика драйверов отличается друг от друга, скорость потока стабильна (рис. 3).

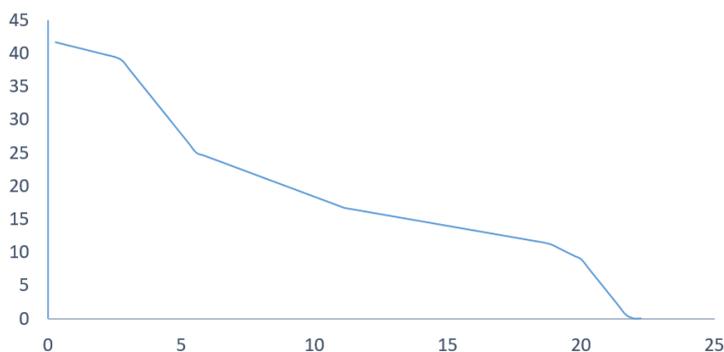
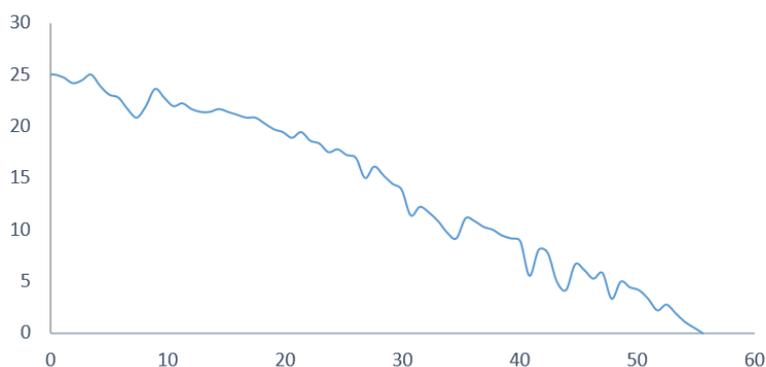


Рис. 3. Функция состояния для смешанного потока

Пример 2. Дано  $\tau=0.5$ ,  $\mu_1 = 0.2$ ,  $\mu_2 = 0.4$ ,  $\mu_3 = 0.6$ ,  $\mu_4 = 0.8$ ,  $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = 0,25$ .

Перед нами разнородный поток водителей меланхолического и флегматического типов. В случае смешанного потока скорость потока прогнозировать сложнее (рис. 4).



**Рис. 4.** Поток типа Холерик и Флегматик

Мы предполагаем, что капли получаются при взаимодействии двух типов драйверов в отличие от темперамента. На дороге водители с такими темпераментами привыкли вести себя по-разному. Поведение водителей одного типа не всегда прогнозируется другими, что влечет за собой задержки в принятии правильных решений, формирование заторов и большую вероятность аварии.

#### Заключение

Предполагается рассмотреть следующее обобщение рассмотренной модели. Пусть имеется  $S$  подтипов заявок второго типа. Эти подтипы различаются интенсивностями  $\lambda_{2,s,m}$ ,  $s = 1, \dots, S$  перехода на соседнюю полосу. Для первой зоны в модели задаются плотности потоков для каждого подтипа. На каждой итерации интенсивности и плотности пересчитываются для каждого подтипа по формулам, аналогичным формуле для рассмотренной модели, в которой нет деления на подтипы, но значения интенсивностей перехода зависит от типа. Вероятность того, что частица, двигаясь по участку, успеет перейти на нужную полосу.

#### Благодарность

Работа поддержана Российским Фондом Фундаментальных Исследований, грант № 17-29-03419.

#### Литература

1. Буслаев А.П., Новиков А.В., Приходько В.М., Таташев А.Г., Яшина М.В. Вероятностные и имитационные подходы к оптимизации транспортного движения. М.: Мир, 2003. 368 с.
2. Буслаев А.П., Приходько В.М., Таташев А.Г., Яшина М.В. Детермированно-стохастическая модель, MADI, 2005. С. 1-21.
3. Nagel K., Schreckenberg M. Models of cellular automation for highways. J. Phys. I. France 2, 1992, pp. 2221-2229.
4. Gray L., Grefit D. Ergodic traffic theory, J. Stat. Phys., 105 (3/4), 2001, pp. 413-452.
5. Kanai M., Nishinari K., Tokihiro T. Exact solution and asymptotic behavior of an asymmetric simple exclusion process on a ring. Journal of Physics A General Physics, 2009, 39 (29).
6. Blank M. Metric properties of processes such as the elimination of discrete time in the continuum. J. Stat. Phys. 2010, no. 140, pp. 170-197.
7. Бугаев А.С., Буслаев А.П., Таташев А.Г. Монотонное случайное движение частиц на целой полосе и проблема Люмена. Математическое моделирование, 2006, вып. 18, нет 12. С. 19-34.
8. Бугаев А.С., Буслаев А.П., Таташев А.Г. Монотонное случайное движение частиц на целой полосе и проблема Люмена. Математическое моделирование, 2008, вып. 20, нет 9. С. 111-119.
9. Поспелов П.И., Белова М.А., Косцов А.В., Таташев А.Г., Яшина М.В. (2019). Методика локализации эволюции транспортного потока для калибровки детерминистически-стохастической модели сегрегации. В 2019 году системы генерации и обработки сигналов в области бортовой связи (С. 1-5). IEEE.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТА УСИЛИТЕЛЯ ШИМ СИГНАЛА ДЛЯ МОДУЛЯЦИОННОГО ТРАКТА ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

**Болотов Артем Олегович,**

*Московский технический университет связи и информатики, магистрант, Москва, Россия,*  
[sharp79@yandex.ru](mailto:sharp79@yandex.ru)

**Варламов Олег Витальевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, профессор, д.т.н., Москва, Россия,*  
[vov@mtuci.ru](mailto:vov@mtuci.ru)

## Аннотация

*Статья посвящена разработке макета усилителя ШИМ сигнала и измерению его характеристик. Обосновывается выбор элементной базы, описывается экспериментальная установка, приводятся результаты измерений. Полученные характеристики соответствуют результатам моделирования, проведенного на предыдущем этапе работы.*

## Ключевые слова

*Усилитель класса D, широтно-импульсная модуляция, дельта-сигма модуляция, цифровой формирователь ШИМ сигнала, MOSFET, GaN, OFDM.*

## Введение

В диапазоне ВЧ с использованием ионосферного распространения радиоволн возможна организация радиосвязи и радиовещания на большие расстояния. Данное свойство особенно актуально для подвижных объектов с ограниченными энергетическими ресурсами источников питания, находящихся вне зоны действия сетей связи массового обслуживания [1], а также для мощных радиовещательных приложений в различных диапазонах частот [2 - 9] ввиду высоких эксплуатационных затрат на оплату электроэнергии. Рассмотренные обстоятельства предполагает использование радиопередающих устройств с повышенным КПД, использующих различные «синтетические» методы линейного усиления [10, 11, 12, 13]. Наиболее перспективным способом реализации в настоящее время считается построение усилителя мощности передатчика по методу отдельного усиления составляющих однополосного сигнала (УМРС) [14, 15, 16]. В нем высокочастотный оконечный каскад, работающий в ключевом режиме, модулируется сигналом огибающей, усиливаемой низкочастотным усилителем класса D, обеспечивая высокий КПД всего усилителя.

Требования к техническим параметрам исследуемого усилителя сигнала огибающей радиочастотного усилителя мощности с отдельным усилением во многом определяются характеристиками систем связи или вещания, в составе которых он должен работать. Так, наиболее распространенными на протяжении предыдущих 40 лет в диапазоне КВ были системы связи, основанные на однополосной модуляции с шириной полосы частот 3,1 кГц. При этом распределение амплитуд сигнала с помощью клиппирования в большинстве случаев искусственно сдвигалось к верхней границе - для увеличения энергетического потенциала радиолинии. Развитие цифровых видов связи и вещания существенно изменило данную ситуацию.

В частности, система цифрового радиовещания DRM (Digital Radio Mondiale) применяется для организации цифрового аудиовещания на любой частоте ниже 30 МГц, то есть в пределах следующих полос частот, выделенных для длинноволнового (от 148,5 кГц до 283,5 кГц), средневолнового (от 526,5 кГц до 1606,5 кГц) и коротковолнового (от 2,3 МГц до 27 МГц) аудиовещания. Различные режимы передачи используются в этих каналах для учета различных ограничений на характеристики канала и условий распространения. Режим передачи определяется двумя типами параметров передачи: - параметры, связанные с полосой пропускания сигнала; - параметры, связанные с эффективностью передачи данных. Первый тип параметров определяет общую полосу пропускания для одной передачи. Параметры, связанные с эффективностью передачи данных, позволяют найти компромисс между емкостью (полезной скоростью передачи) и помехоустойчивостью, многолучевостью и эффектом Доплера.

Полоса пропускания наземного канала в звуковом вещании на частотах ниже 30 МГц выглядит следующим образом: — в диапазонах НЧ и СЧ - 9 кГц; диапазон ВЧ - 10 кГц. Система DRM предназначена для использования:

- в пределах заданных номинальных полос пропускания, отвечающих требованиям текущего положения частотного планирования;
- в пределах половины ширины указанных полос (4,5 или 5 кГц) для обеспечения цифрового звукового вещания в сочетании с аналоговым АМ вещанием;
- в пределах удвоенной полосы пропускания (18 или 20 кГц) для обеспечения большей пропускной способности и только там, где ограничения частотного планирования допускают такую возможность.

Для любого значения полосы пропускания сигнала следует задать эффективность передачи, обеспечивающий возможность компромисса между полезной скоростью передачи информации в битах и

сопротивлением помехам, многолучевым распространением и эффектом Доплера. Параметры эффективности делятся на два типа: - параметры скорости кодирования и построения сигнально-кодовой конструкции, используемой для передачи данных; - параметры символов OFDM, определяющие структуру символов OFDM, которая используется в зависимости от условий распределения в воздушных каналах. Уровни защиты обеспечиваются или путем выбора помехоустойчивого кодирования, или путем выбора схемы модуляции (например 4QAM, 16QAM, 64QAM), или иерархической модуляцией.

Таким образом, в системе DRM могут использоваться полосы частот от 4,5 до 20 кГц, пик-фактор сигнала составляет 10 дБ, а наиболее критической с точки зрения возникновения внеполосных излучений является нижняя часть амплитудной характеристики.

Аналогичные параметры, и соответственно, требования, предъявляемые к усилителю мощности и его модуляционному тракту, предъявляют перспективные системы радиосвязи, обеспечивающие передачу данных со скоростями до 64 кбит/с в полосах частот до 20 кГц.

Как показано в [17, 18, 19, 20], сигналы с цифровыми видами модуляции более критичны к искажениям в нижней части амплитудной характеристики. По этой причине линейный динамический диапазон амплитудной характеристики ШИМ модулятора должен составлять не менее 46...50 дБ. Существующие решения с ШИМ обеспечивают динамический диапазон на 10...15 дБ меньше требуемого при полосе пропускания тракта огибающей до 35...50 кГц. Дальнейшее совершенствование их характеристик ограничено физической невозможностью формирования импульсов малой длительности (менее 50 нс) на высоком уровне мощности. Обойти это ограничение потенциально позволяет сочетание широтно-импульсной и дельта-сигма модуляции, теоретическое рассмотрение и моделирование которой было проведено в [21], и использование новой элементной базы с технологией GaN в качестве мощных транзисторов оконечного каскада, предпосылки к возможности успешного использования которой были рассмотрены в [10, 22].

На предыдущем этапе работы [21] при проведении моделирования усилителя мощности ШИМ сигнала были получены следующие основные результаты:

- для усилителя с ШИМ с выходной мощностью 2800 Вт и частотой переключений 384 кГц КПД в максимальной точке составляет 97% для транзистора GS61008T (GaN) и 93% для транзистора IRFB4410Z (MOSFET);

- при снижении выходного сигнала на 20 дБ от максимального КПД составляет соответственно 90% и 70%;

- транзистор GS61008T (GaN) при работе на частоте 384 кГц обеспечивает энергетические характеристики, сопоставимые с характеристиками выходного каскада усилителя ШИМ с выходной мощностью 500 Вт на частоте 130 кГц, полученными в предыдущей разработке на транзисторе с технологией MOSFET.

В данной статье приводятся результаты экспериментального исследования, подтверждающие адекватность использованных в [21] моделей и методические расчеты.

### **Разработка макета усилителя мощности ШИМ сигнала и проведение измерений его характеристик**

Для подтверждения достоверности компьютерного моделирования был собран макет усилителя мощности ШИМ сигнала тракта огибающей УМРС. Из-за высокой стоимости и длительных сроков поставки использование транзисторов GS61008T в макете не представлялось возможным. Тем не менее, можно предположить, что если при использовании транзистора IRFB4410Z реальные измеренные характеристики макета будут близки к рассчитанным, то и с транзистором GS61008T, выполненным по новой технологии GAN, будет такой же результат.

Принципиальная схема разработанного макета усилителя с ШИМ приведена на рис. 1. На вход микросхемы DA1 подается однополярный сигнал с формирователя ШИМ сигнала. Микросхема DA1 служит для того, чтобы сделать из однополярного сигнала дифференциальный, это нужно для того чтобы работать с двухтактным выходным каскадом. Цепи R2, C8, VD1 и R3, C2, VD2 служат для "обужения" импульсов со стороны их фронта, на некоторое (около 30 наносекунд) время, чтобы исключить сквозные токи в оконечном каскаде, поскольку время выключения транзисторов больше, чем время включения. Если не правильно подобрать это время, то КПД усилителя существенно снизится, так как через оба транзистора будет протекать сквозной ток. После сигналы поступают на вход микросхемы D1, которая является специализированным драйвером для двухтактного выходного каскада.

Для питания 12В используется лабораторный блок питания Б5-38. Для питания выходного каскада используются два мощных лабораторных блока питания Б5-21, соединенных последовательно. На выходе усилителя установлен фильтр нижних частот и сопротивление нагрузки, равное 1,45 Ом. Сопротивление 1,45 Ом выбрано потому, что такое сопротивление представляет собой для усилителя ШИМ радиочастотный тракт УМРС. Сопротивление нагрузки набрано из большого количества параллельно включенных мощных проволочных резисторов, дополнительно охлаждаемых вентилятором.

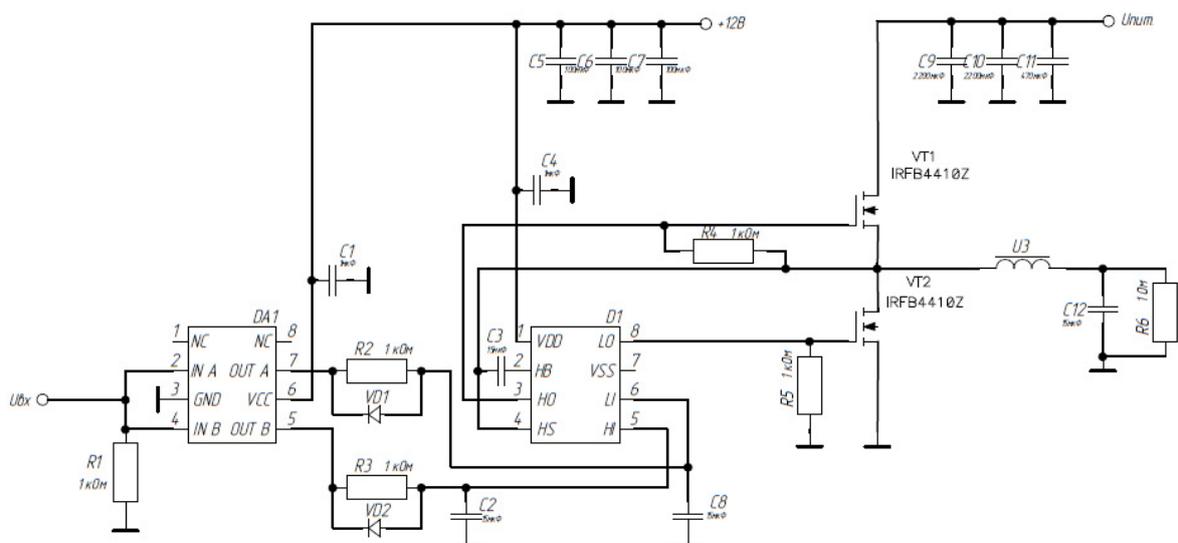


Рис. 1. Принципиальная схема макета усилителя с ШИМ

### Разработка структурной схемы измерительной установки

После сборки макета требовалось разработать структурную схему измерительной установки, которая должна обеспечивать наблюдение формы выходного сигнала, тока, протекающего в нагрузку и напряжение на нагрузке, напряжение источника питания и потребляемого от него тока. Измерения требуется проводить с высокой точностью, так как целью работы является получение высокого КПД, а значит даже доли процентов будут сильно влиять на результат. В качестве источника ШИМ сигнала для проведения статических измерений использовался генератор импульсов с регулируемой скважностью Г5-56. Для измерения выходной мощности были использованы вольтметр и амперметр высокой точности М2005, а осциллограф С1-65А служит для визуального контроля формы сигнала в различных точках схемы. Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 2.

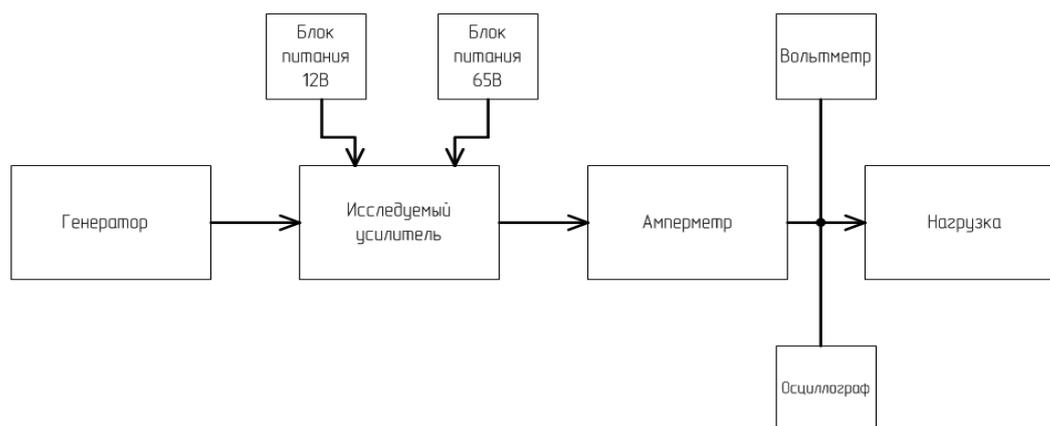
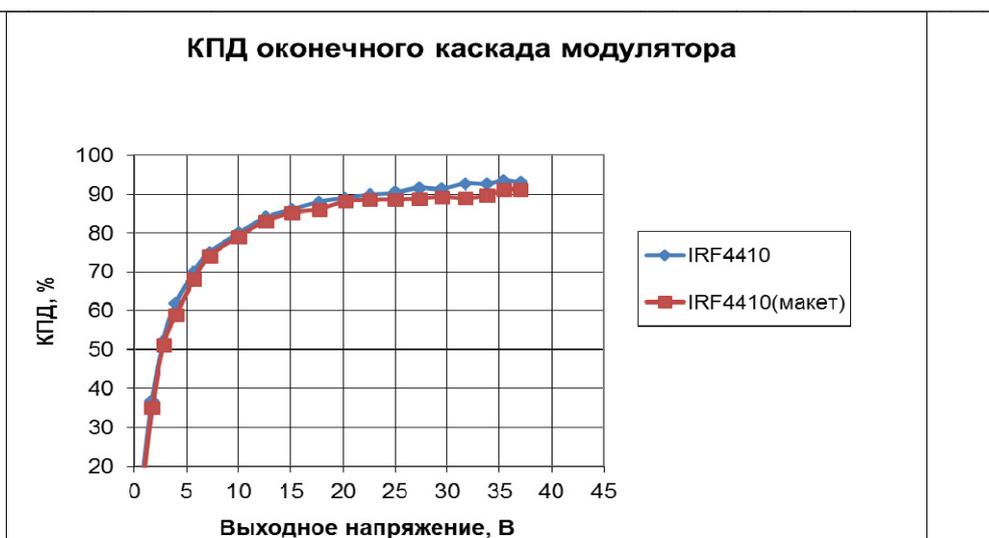


Рис. 2. Структурная схема измерительной установки

### Результаты измерений энергетических характеристик макета

В ходе проведения экспериментальных исследований был получен график зависимости КПД от выходного напряжения (рис. 3).



**Рис. 3.** Зависимость КПД от выходного напряжения, полученная экспериментальным путем и результаты моделирования

Форма и значения графика, полученного во время проведения экспериментальных исследований, практически не отличаются от графика полученного при компьютерном моделировании. Следовательно можно считать, что моделирование проведено верно и данные модели транзисторов можно использовать для полного расчета характеристик усилителя мощности ШИМ сигнала при использовании транзисторов, выполненных как по технологии MOSFET, так и по технологии GaN.

### Выводы

1. Разработан и изготовлен макет усилителя мощности ШИМ сигнала, разработана структурная схема измерительной установки.
2. Проведенные измерения статических энергетических характеристик показали высокую степень совпадения с результатами компьютерного моделирования, что подтверждает возможность использования моделей транзисторов для расчета полных характеристик усилителя ШИМ.

### Литература

1. Варламов О.В. Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. № 1. С. 32-38.
2. Варламов О.В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20.
3. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. Digital radio broadcasting network in the Arctic region / Conference of Open Innovations Association, FRUCT. 2019. № 24. С. 457-462.
4. Варламов О.В. Соотношение мощностей аналогового и цифрового сигналов при DRM радиовещании в режиме Simulcast // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 12. С. 81-84.
5. Варламов О.В. Исследование цифрового радиовещания DRM в диапазоне СВ в зоне фединга // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 41-45.
6. Варламов О.В. Об организации общегосударственной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2014. Т. 4. № 1. С. 16-19.
7. Варламов О.В. Способ организации глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 5. С. 63-68.
8. Varlamov O. The radio noise effect on the coverage area of DRM broadcast transmitter in different regions // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 90-93.
9. Варламов О.В., Варламов В.О. Распределение максимальных уровней атмосферных радиощумов в диапазонах низких частот и средних частот по территории Земли // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.
10. Варламов О.В., Чугунов И.В. Исследование энергетических характеристик цифрового усилителя мощности OFDM сигналов диапазона УВЧ с дельта-сигма модулятором // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2015. № 2. С. 30-33.
11. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации / Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017.
12. Filinotov N., Varlamov O. Power amplifier circuit for amplifying rf-signals. Патент на изобретение DEU EP1229642 (B1) 31.01.2001.

13. *Filimonov N., Varlamov O., Ikin G.* Efficient modulation of RF signals. Патент на изобретение DEU EP1450479 (B1) 20.02.2003.
14. *Варламов О.В.* Радиопередатчики сложных сигналов, построенные по методу раздельного усиления. Основы теории и лабораторный практикум. / Учебно-методическое пособие. Москва, 2019.
15. *Громорушкин В.Н.* Разработка 1кВт усилителя мощности для КВ радиопередатчика // В сборнике: ТЕХНОЛОГИИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЩЕСТВА XI Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. 2017. С. 246.
16. *Громорушкин В.Н.* Разработка фильтра гармоник для коротковолнового ключевого передатчика // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 20-23.
17. *Варламов О.В.* Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 2. С. 59-60.
18. *Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Лаврушенко В.Г., Чугунов И.В.* Генератор испытательных сигналов для измерительных характеристик ключевых усилителей мощности с раздельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 47-49.
19. *Варламов О.В., Пестряков А.В., Чугунов И.В.* Программно-аппаратный комплекс для изучения работы радиопередатчиков, построенных по методу раздельного усиления составляющих модулированных колебаний при передаче сложных АФМ сигналов // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2014. Т. 3. № 3. С. 93-97.
20. *Stroganova E.P., Varlamov O.V.* Measurement accuracy analysis for on-board measuring devices // В сборнике: 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications 2018. С. 8350638.
21. *Bolotov A.O., Kholyukov R.G., Varlamov O.V.* EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018 2018. С. 8456955.
22. *Varlamov O.V., Chugunov I.V.* Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // В сборнике: 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017 2017. С. 7997508.

# НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В ЗАДАЧЕ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ МНОЖИТЕЛЕЙ КАНАЛА И ИСКАЖЕНИЙ OFDM СИГНАЛА, ВОЗНИКАЮЩИХ В ТРАКТЕ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Поборчая Наталья Евгеньевна,

Московский технический университет связи и информатики, доцент кафедры общей теории связи, к.т.н.,  
Москва, Россия,  
[n.poborchaya@mail.ru](mailto:n.poborchaya@mail.ru)

## Аннотация.

Предложен комбинированный алгоритм совместной оценки искажений OFDM сигнала и множителей канала, основанный на процедурах: 1) оценке обобщенных множителей канала с помощью полиномиальной сплайн аппроксимации, метода наименьших квадратов и нахождения по ним оценок искажений сигнала, 2) алгоритма нелинейной фильтрации, для уточнения значений таких параметров, как постоянные составляющие и смещение частоты. Алгоритм работает по двум опорным OFDM символам в условиях априорной неопределенности относительно фазовых шумов и шумов наблюдений, а также позволяет увеличить помехоустойчивость и уменьшить вычислительную сложность, по сравнению со случаем использования только процедуры 1.

## Ключевые слова.

OFDM, оценка, модифицированный метод наименьших квадратов, алгоритм нелинейной фильтрации, априорная неопределенность, фазовый шум, амплитудно-фазовый разбаланс, смещение частоты, дрейф постоянных составляющих.

## Введение

Интенсивное развитие средств связи связано с предъявлением все более высоких требований к их характеристикам [1-3]. Такие технологии как многоантенные системы (MIMO) и радиointерфейс со многими несущими с ортогональным частотным разделением (OFDM) позволяют повысить скорость передачи информации. Простой аппаратной реализацией демодулятора служит приемник прямого преобразования, недостатком которого является наличие таких искажений, как смещение частоты, амплитудно-фазовый разбаланс между квадратурами сигнала, дрейф постоянных составляющих. Они сильно влияют на помехоустойчивость сигнала OFDM и могут сделать его прием невозможным. Поэтому необходимо их оценить и скомпенсировать с помощью цифровых методов обработки. Оценке канала и рассматриваемых искажений посвящено много работ [4-7]. Но в них, как правило, предложены процедуры определения данных параметров по отдельности, кроме того не введены все описанные выше искажения и фазовый шум, который сильно влияет на алгоритмы оценивания.

## 1. Постановка задачи.

Статья является продолжением работ, опубликованных в [8-10]. Предложен двухэтапный алгоритм совместной оценки канала и искажений OFDM сигнала во временной области до процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ), работающий по двум опорным тестовым символам, представляющим собой символы OFDM. Его без изменений далее можно использовать для переоценки параметров по информационной последовательности. На первом этапе оценка производится методом наименьших квадратов (МНК) с использованием полиномиальной аппроксимации обобщенных множителей канала во временной области и полиномиальных сплайнов – в частотной. Это позволяет одновременно вместе с оценкой интерполировать канал по частоте. На втором этапе производится уточнение значений оценок частоты и постоянных составляющих методом нелинейной фильтрации, который синтезирован с помощью модифицированного метода наименьших квадратов в форме функционала Тихонова, позволяющего решать некорректно поставленные по Адамару задачи при априорной неопределенности относительно законов распределения шумов [11]. Начальными значениями для алгоритма фильтрации являются оценки, полученные на первом этапе.

Рассматривается модель OFDM сигнала с  $N$  поднесущими после процедуры демодуляции (снятия несущей) [10]:

$$\begin{aligned} y_{ci} &= \sum_{q=0}^{N-1} (H_{cq1}(i)I_{qn} - H_{sq1}(i)J_{qn}) + b_{ci} + \mu_{ci}, \\ y_{si} &= \sum_{q=0}^{N-1} (H_{sq2}(i)I_{qn} + H_{cq2}(i)J_{qn}) + b_{si} + \mu_{si} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{где } H_{cq1}(i) = h_{cq}(i) \cos(x_i + \frac{2\pi qi}{N}) - h_{sq}(i) \sin(x_i + \frac{2\pi qi}{N}), \quad (2)$$

$$H_{sq1}(i) = h_{sq}(i) \cos(x_i + \frac{2\pi qi}{N}) + h_{cq}(i) \sin(x_i + \frac{2\pi qi}{N}),$$

$$H_{cq2}(i) = \gamma [h_{cq}(i) \cos(x_i + \Delta\varphi + \frac{2\pi qi}{N}) - h_{sq}(i) \sin(x_i + \Delta\varphi + \frac{2\pi qi}{N})], \quad (3)$$

$$H_{sq2}(i) = \gamma [h_{sq}(i) \cos(x_i + \Delta\varphi + \frac{2\pi qi}{N}) + h_{cq}(i) \sin(x_i + \Delta\varphi + \frac{2\pi qi}{N})],$$

$i$  - дискретное время,  $(n-1)N \leq i \leq nN-1$ ,  $n$  - номер OFDM символа (размер ОДПФ/БПФ взят равным  $N$ ),  $n=1,2,\dots$ ,  $f_q = q\Delta f = \frac{q}{T}$  - частота  $q$ -ой поднесущей,  $q=0,1,\dots,N-1$ ,  $\Delta f$  - расстояние между поднесущими,  $T$  - длительность эффективной части OFDM символа (длительность БПФ интервала),  $2\pi f_q \Delta t = \frac{2\pi qi}{N}$ ,  $\Delta t$  - интервал дискретизации,  $x_i = 2\pi \Delta F \Delta t i + \varphi_i$ ,  $\Delta F$  - сдвиг частоты,  $\varphi_i$  - случайная фаза сигнала, вносимая приемником,  $\gamma$ ,  $\Delta\varphi$  - разбаланс по амплитуде и фазе соответственно,  $b_{ci}$ ,  $b_{si}$  - медленно меняющиеся постоянные составляющие,  $h_{cq}(i)$ ,  $h_{sq}(i)$  - множители канала,  $I_{qn}$ ,  $J_{qn}$  - символы тестовой или информационной последовательности,  $\mu_{ci}$ ,  $\mu_{si}$  - отсчеты шума.

Задача оценки неизвестных параметров сигнала решается при следующих условиях: 1) множители канала  $h_{cq}(i)$ ,  $h_{sq}(i)$  и постоянные составляющие  $b_{ci}$ ,  $b_{si}$  практически не меняются в течение периода оценки искажений и детектирования сигнала, т.е.  $h_{cq}(i) = h_{cq}$ ,  $h_{sq}(i) = h_{sq}$ ,  $b_{ci} = b_c$ ,  $b_{si} = b_s$ , 2)  $\varphi_i = \varphi_0 + \xi_i$ , где  $\varphi_0$  - начальная случайная фаза,  $\xi_i$  - фазовый шум, который задается моделью скользящего среднего 1-го порядка  $\xi_i = b_0 \alpha_i + b_1 \alpha_{i-1}$ ,  $\alpha_i$  - отсчеты белого шума, дисперсия  $\sigma_\alpha^2$  и коэффициенты  $b_0, b_1$  неизвестны, 3) аддитивный шум  $\mu_{ci}$ ,  $\mu_{si}$  имеет неизвестный закон распределения, 4) длина интервала оценивания по тестовой последовательности меньше величины  $\frac{1}{\Delta F}$ , что не позволяет использовать классический спектральный анализ на основе ДПФ для оценки частотного сдвига, 5) межсимвольная интерференция устранена с помощью защитного интервала, 6) решена задача символьной синхронизации.

Требуется по наблюдениям  $y_{ci}$ ,  $y_{si}$  с помощью опорных OFDM символов найти оценку  $\hat{H}_{cq1}(i), \hat{H}_{sq1}(i), \hat{H}_{cq2}(i), \hat{H}_{sq2}(i), \hat{b}_c, \hat{b}_s$  обобщенных множителей канала  $H_{cq1}(i), H_{sq1}(i), H_{cq2}(i), H_{sq2}(i)$  и постоянных составляющих  $b_c, b_s$  для дальнейшей их компенсации.

## 2. Решение задачи

*Этап 1. Оценка параметров сигнала линейным методом наименьших квадратов с помощью полиномиальной сплайн аппроксимации.*

Аппроксимация. Применяя тригонометрические преобразования к выражениям (2) и (3), наблюдения (1) можно записать в следующем виде:

$$y_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (\Phi_{cq1}(i) d_{cqi} - \Phi_{sq1}(i) d_{sqi}) + b_c + \mu_{ci}, \quad (4)$$

$$y_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (\Phi_{sq2}(i) d_{cqi} + \Phi_{cq2}(i) d_{sqi}) + b_s + \mu_{si},$$

где

$$\Phi_{cq1}(i) = h_{cq} \cos(x_i) - h_{sq} \sin(x_i), \quad \Phi_{sq1}(i) = h_{sq} \cos(x_i) + h_{cq} \sin(x_i), \quad (5)$$

$$\Phi_{cq2}(i) = \gamma [h_{cq} \cos(x_i + \Delta\varphi) - h_{sq} \sin(x_i + \Delta\varphi)], \quad \Phi_{sq2}(i) = \gamma [h_{sq} \cos(x_i + \Delta\varphi) + h_{cq} \sin(x_i + \Delta\varphi)],$$

$$d_{cqi} = I_{qn} \cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) - J_{qn} \sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right), \quad d_{sqi} = I_{qn} \sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) + J_{qn} \cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right). \quad (6)$$

Чтобы получить оценку обобщенных множителей канала надо оценить  $\Phi_{cq1}(i), \Phi_{sq1}(i), \Phi_{cq2}(i), \Phi_{sq2}(i)$ .

Пусть (5) на интервале оценивания длиной  $n_0 N$  аппроксимируется полиномом степени  $p$  [10]:

$$\begin{aligned} \Phi_{cq1}(i) &= \sum_{l=0}^p a_{cql}^{(1)} (iR_0 - 1)^l, \quad \Phi_{sq1}(i) = \sum_{l=0}^p a_{sql}^{(1)} (iR_0 - 1)^l; \\ \Phi_{cq2}(i) &= \sum_{l=0}^p a_{cql}^{(2)} (iR_0 - 1)^l, \quad \Phi_{sq2}(i) = \sum_{l=0}^p a_{sql}^{(2)} (iR_0 - 1)^l. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь  $n_0$  - количество опорных OFDM символов,  $\frac{(v_0 - 1)N}{R_0} + 1 \leq i \leq \frac{v_0 N}{R_0}$ ;  $v_0 = 1, 2, \dots, n_0$ ;  $R_0$  - параметр

прореживания по времени (целое положительное число), от которого зависит объем выборки сигнала, используемый для процедуры оценивания.

Коэффициенты  $a_{cql}^{(1)}, a_{sql}^{(1)}, a_{cql}^{(2)}, a_{sql}^{(2)}$ , зависящие от частоты, аппроксимируем полиномиальным сплайном степени  $m$ :

$$a_{cql}^{(1)} = \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(1)}(j) q^k; \quad a_{sql}^{(1)} = \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(1)}(j) q^k; \quad a_{cql}^{(2)} = \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(2)}(j) q^k; \quad a_{sql}^{(2)} = \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(2)}(j) q^k, \quad (8)$$

где  $q = (j-1)\Delta q, (j-1)\Delta q + 1, (j-1)\Delta q + 2, \dots, j\Delta q - 1$ ;  $j = 1, 2, \dots, Q_0$ ;  $\Delta q = \frac{N}{Q_0}$  - длина интервала, на котором

множитель канала аппроксимируется полиномом степени  $m$ ;  $Q_0$  - количество таких интервалов. Далее, объединяя (7) и (8), получим

$$\begin{aligned} \Phi_{cq1}(i) &= \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(1)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l, \quad \Phi_{sq1}(i) = \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(1)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l; \\ \Phi_{cq2}(i) &= \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(2)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l, \quad \Phi_{sq2}(i) = \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(2)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l, \end{aligned} \quad (9)$$

Тогда квадратурные составляющие принимаемого сигнала (4) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} y_{ci} &= \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(1)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l d_{cqi} - \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(1)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l d_{sqi} + b_c + \mu_{ci}, \\ y_{si} &= \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(2)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l d_{cqi} + \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} \sum_{l=0}^p \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(2)}(j) q^k (iR_0 - 1)^l d_{sqi} + b_s + \mu_{si}. \end{aligned}$$

Теперь оценке подлежат коэффициенты  $A_{clk}^{(1)}(j), A_{slk}^{(1)}(j), A_{clk}^{(2)}(j), A_{slk}^{(2)}(j)$ ;  $l = 0, 1, \dots, p$ ,  $j = 1, 2, \dots, Q_0$ .

Обозначим  $\beta_c(l, k, i, j) = (iR_0 - 1)^l \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} q^k d_{cqi}$ ,  $\beta_s(l, k, i, j) = (iR_0 - 1)^l \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} q^k d_{sqi}$ . В этом случае (9)

преобразуется в

$$\begin{aligned} y_{c \ iR_0-1} &= \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{l=0}^p \left( \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(1)}(j) \beta_c(l, k, i, j) - \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(1)}(j) \beta_s(l, k, i, j) \right) + b_c + \mu_{c \ iR_0-1}, \\ y_{s \ iR_0-1} &= \sum_{j=1}^{Q_0} \sum_{l=0}^p \left( \sum_{k=0}^m A_{slk}^{(2)}(j) \beta_c(l, k, i, j) + \sum_{k=0}^m A_{clk}^{(2)}(j) \beta_s(l, k, i, j) \right) + b_s + \mu_{s \ iR_0-1}. \end{aligned} \quad (10)$$

Сформируем векторы столбцы наблюдений  $\mathbf{Y}_c, \mathbf{Y}_s$  с элементами  $y_{c \ iR_0-1}, y_{s \ iR_0-1}$ ,  $i = 1, 2, \dots, \frac{n_0 N}{R_0}$ .

С учетом (10) многомерную модель наблюдений можно записать в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{D}_c \mathbf{X}_c + \boldsymbol{\mu}_c; \quad \mathbf{Y}_s = \mathbf{D}_s \mathbf{X}_s + \boldsymbol{\mu}_s, \quad (11)$$

где  $\mathbf{Y}_c, \mathbf{Y}_s, \boldsymbol{\mu}_c, \boldsymbol{\mu}_s \in \mathbb{R}^{\frac{n_0 N}{R_0}}$ ;  $\mathbf{X}_c, \mathbf{X}_s \in \mathbb{R}^{2(m+1)(p+1)Q_0+1}$ ;  $\mathbf{D}_c, \mathbf{D}_s: \mathbb{R}^{2(m+1)(p+1)Q_0+1} \rightarrow \mathbb{R}^{\frac{n_0 N}{R_0}}$ , где  $\mathbb{R}$  - обозначение евклидова пространства,  $\boldsymbol{\mu}_c, \boldsymbol{\mu}_s$  - векторы шумов с нулевым средним значением  $M\{\boldsymbol{\mu}_c\} = M\{\boldsymbol{\mu}_s\} = \mathbf{0}_{\frac{n_0 N}{R_0} \times 1}$  и ковариационной матрицей  $M\{\boldsymbol{\mu}_c \boldsymbol{\mu}_c^T\} = M\{\boldsymbol{\mu}_s \boldsymbol{\mu}_s^T\} = \sigma_\mu^2 \mathbf{I}$ ;  $M\{\bullet\}$  - оператор математического ожидания, «Т»- знак транспонирования,  $\mathbf{I}$  - единичная матрица размером  $\frac{n_0 N}{R_0} \times \frac{n_0 N}{R_0}$ .

**Оценивание.** Применяя метод наименьших квадратов к модели (11)

$$\|\mathbf{Y}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{X}_c\|^2 = \min_{\hat{\mathbf{X}}_c}; \|\mathbf{Y}_s - \mathbf{D}_s \mathbf{X}_s\|^2 = \min_{\hat{\mathbf{X}}_s}, \quad (12)$$

получим выражения для оценок

$$\hat{\mathbf{X}}_c = (\mathbf{D}_c^T \mathbf{D}_c)^{-1} \mathbf{D}_c^T \mathbf{Y}_c; \hat{\mathbf{X}}_s = (\mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s)^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{Y}_s \quad (13)$$

$$\hat{b}_c = \hat{\mathbf{X}}_c(2(m+1)(p+1)Q_0 + 1, 1), \hat{b}_s = \hat{\mathbf{X}}_s(2(m+1)(p+1)Q_0 + 1, 1),$$

$$\hat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1) = \mathbf{B}_c(i, j) \hat{\mathbf{X}}_c(j), \hat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1) = \mathbf{B}_s(i, j) \hat{\mathbf{X}}_s(j), \quad (14)$$

$$\hat{\Phi}_{cq2}(iR_0 - 1) = \mathbf{B}_c(i, j) \hat{\mathbf{X}}_s(j), \hat{\Phi}_{sq2}(iR_0 - 1) = \mathbf{B}_s(i) \hat{\mathbf{X}}_s(j),$$

$$j = 1, 2, \dots, Q_0,$$

$$\mathbf{B}_c(i, j) = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_0(i, j) & \dots & \mathbf{B}_p(i, j) & \mathbf{0}_{1 \times (p+1)(m+1)} \end{pmatrix}_{1 \times 2(p+1)(m+1)}, \mathbf{B}_s(i, j) = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (p+1)(m+1)} & \mathbf{B}_0(i, j) & \dots & \mathbf{B}_p(i, j) \end{pmatrix}_{1 \times 2(p+1)(m+1)},$$

$$\mathbf{B}_l(i, j) = \begin{pmatrix} q^0(iR_0 - 1)^l & \dots & q^m(iR_0 - 1)^l \end{pmatrix}_{1 \times (m+1)}, q = (j-1)\Delta q, (j-1)\Delta q + 1, (j-1)\Delta q + 2, \dots, j\Delta q - 1,$$

$$l = 0, 1, \dots, p, i = 1, 2, \dots, \frac{n_0 N}{R_0}.$$

Введем обозначения:  $\hat{\Phi}_{q2}(i) = \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{cq2}(iR_0 - 1) \\ \hat{\Phi}_{sq2}(iR_0 - 1) \end{pmatrix}; \hat{\mathbf{U}}_{q1}(i) = \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1) & -\hat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1) \\ \hat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1) & \hat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1) \end{pmatrix}$ . Далее оценку

амплитудного и фазового разбаланса будем искать методом статистического усреднения:

$$\hat{\Theta} = \begin{pmatrix} \hat{\Theta}_c \\ \hat{\Theta}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\gamma} \cos(\Delta\hat{\varphi}) \\ \hat{\gamma} \sin(\Delta\hat{\varphi}) \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} \frac{R_0}{n_0 N} \sum_{i=1}^{\frac{n_0 N}{R_0}} [\hat{\mathbf{U}}_{q1}(i)]^{-1} \hat{\Phi}_{q2}(i); \quad (15)$$

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\hat{\Theta}_c^2 + \hat{\Theta}_s^2};$$

$$\Delta\hat{\varphi} = \begin{cases} \arctg\left(\frac{\hat{\Theta}_s}{\hat{\Theta}_c}\right), & \hat{\Theta}_s \in (-\infty; \infty), \hat{\Theta}_c > 0; \\ \pi - \arctg\left(\frac{\hat{\Theta}_s}{\hat{\Theta}_c}\right), & \hat{\Theta}_s \geq 0, \hat{\Theta}_c < 0; \\ -\pi + \arctg\left(\frac{\hat{\Theta}_s}{\hat{\Theta}_c}\right), & \hat{\Theta}_s \leq 0, \hat{\Theta}_c < 0. \end{cases} \quad (16)$$

Так как длительность интервала оценивания меньше, чем период составляющих  $\hat{\Phi}_{cqj}(iR_0 - 1); \hat{\Phi}_{sqj}(iR_0 - 1); j = 1, 2$ , то оценку сдвига частоты можно найти следующим образом:

$$\Delta\hat{F} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} \frac{1}{\frac{n_0 N}{R_0} - m_0} \sum_{i=1}^{\frac{n_0 N}{R_0} - m_0} \frac{1}{2\pi m_0 \Delta t R_0} \arctg\left(\frac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right); \quad (17)$$

$$\begin{aligned}\widehat{V}_{cq}(i) &= \widehat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1)\widehat{\Phi}_{cq1}(iR_0 + m_0 - 1) + \widehat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1)\widehat{\Phi}_{sq1}(iR_0 + m_0 - 1); \\ \widehat{V}_{sq}(i) &= \widehat{\Phi}_{sq1}(iR_0 + m_0 - 1)\widehat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1) - \widehat{\Phi}_{cq1}(iR_0 + m_0 - 1)\widehat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1),\end{aligned}\quad (18)$$

где  $m_0$  - расстояние между двумя соседними моментами времени (параметр, от которого зависит качество оценки частоты),  $0 < m_0 \leq \frac{n_0 N}{R_0} - 1$ ;

$$\arctg\left(\frac{\widehat{V}_{sq}(i)}{\widehat{V}_{cq}(i)}\right) = \begin{cases} \arctg\left(\frac{\widehat{V}_{sq}(i)}{\widehat{V}_{cq}(i)}\right), \widehat{V}_{sq}(i) \geq 0, \widehat{V}_{cq}(i) > 0; \\ \pi + \arctg\left(\frac{\widehat{V}_{sq}(i)}{\widehat{V}_{cq}(i)}\right), \widehat{V}_{sq}(i) \in (-\infty; \infty), \widehat{V}_{cq}(i) < 0; \\ 2\pi + \arctg\left(\frac{\widehat{V}_{sq}(i)}{\widehat{V}_{cq}(i)}\right), \widehat{V}_{sq}(i) \leq 0, \widehat{V}_{cq}(i) > 0. \end{cases}$$

Пусть  $\widehat{\Phi}_{q1}(i) = \begin{pmatrix} \widehat{\Phi}_{cq1}(iR_0 - 1) \\ \widehat{\Phi}_{sq1}(iR_0 - 1) \end{pmatrix}$ ;  $\widehat{\mathbf{W}}(i) = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_0 - 1)) & -\sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_0 - 1)) \\ \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_0 - 1)) & \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_0 - 1)) \end{pmatrix}$ . Тогда

$$\widehat{\lambda}_q = \begin{pmatrix} \widehat{\lambda}_{cq} \\ \widehat{\lambda}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{h}_{cq} \cos(\widehat{\varphi}) - \widehat{h}_{sq} \sin(\widehat{\varphi}) \\ \widehat{h}_{cq} \sin(\widehat{\varphi}) + \widehat{h}_{sq} \cos(\widehat{\varphi}) \end{pmatrix} = \frac{R_0}{n_0 N} \sum_{i=1}^{\frac{n_0 N}{R_0}} [\widehat{\mathbf{W}}(i)]^{-1} \widehat{\Phi}_{q1}. \quad (19)$$

*Этап 2. Оценка частоты и постоянных составляющих методом нелинейной фильтрации.*

Сначала рассмотрим ситуацию, когда уточнению подлежит только оценка частоты. Остальные параметры, такие как амплитудно-фазовый разбаланс  $\widehat{\gamma}, \Delta\widehat{\varphi}$ , дрейф постоянных составляющих  $\widehat{b}_c, \widehat{b}_s$ , множители канала  $\widehat{\lambda}_{cq}, \widehat{\lambda}_{sq}$ ,  $q=0, 2, \dots, N-1$ ,  $N$  - количество поднесущих, а также начальная оценка  $\Delta\widehat{F}$ , найдены с использованием алгоритма (13)-(19) по  $n_{01} \leq n_0$  опорным символам.

Отсчеты наблюдаемого сигнала OFDM (4), используя тригонометрические преобразования, можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned}y_{ci} &= \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) \sum_{q=0}^{N-1} (\tilde{h}_{cq} d_{cqi} - \tilde{h}_{sq} d_{sqi}) - \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) \sum_{q=0}^{N-1} (\tilde{h}_{sq} d_{cqi} + \tilde{h}_{cq} d_{sqi}) + b_c + \mu_{ci}, \\ y_{si} &= \gamma \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1) + \Delta\varphi) \sum_{q=0}^{N-1} (\tilde{h}_{sq} d_{cqi} + \tilde{h}_{cq} d_{sqi}) + \gamma \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1) + \Delta\varphi) \sum_{q=0}^{N-1} (\tilde{h}_{cq} d_{cqi} - \tilde{h}_{sq} d_{sqi}) + b_s + \mu_{si},\end{aligned}$$

где  $i = 1, 2, \dots, \frac{n_0 N}{R_{01}}$  - дискретное время,  $R_{01}$  - параметр, от которого зависит объем выборки,  $n_0$  - количество

опорных OFDM символов,  $d_{cqi}, d_{sqi}$  определяются по (6). После получения оценок по (13)-(19) с учетом

$\widehat{\lambda}_{cq} = \tilde{h}_{cq}, \widehat{\lambda}_{sq} = \tilde{h}_{sq}$  уравнения наблюдений представим как

$$\begin{aligned}y_{ci} &\approx \widehat{\beta}_{ci} \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) - \widehat{\beta}_{si} \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) + \widehat{b}_c + \mu_{ci}, \\ y_{si} &\approx \widehat{\gamma} (\widehat{\beta}_{si} \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1) + \Delta\varphi) + \widehat{\beta}_{ci} \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1) + \Delta\varphi)) + \widehat{b}_s + \mu_{si},\end{aligned}\quad (20)$$

здесь  $\widehat{\beta}_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (\widehat{\lambda}_{cq} d_{cqi} - \widehat{\lambda}_{sq} d_{sqi})$ ,  $\widehat{\beta}_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (\widehat{\lambda}_{sq} d_{cqi} + \widehat{\lambda}_{cq} d_{sqi})$ . Введем обозначения

$$\mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{ci} - \widehat{b}_c \\ y_{si} - \widehat{b}_s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{\beta}_i = \begin{pmatrix} \widehat{\beta}_{ci} & -\widehat{\beta}_{si} \\ \widehat{\gamma} (\widehat{\beta}_{si} \cos(\Delta\varphi) + \widehat{\beta}_{ci} \sin(\Delta\varphi)) & \widehat{\gamma} (\widehat{\beta}_{ci} \cos(\Delta\varphi) - \widehat{\beta}_{si} \sin(\Delta\varphi)) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{S}_i(\Delta F) = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) \\ \sin(2\pi\Delta F \Delta t(iR_{01} - 1)) \end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{\mu}_i = \begin{pmatrix} \mu_{ci} \\ \mu_{si} \end{pmatrix}.$$

Тогда (20) запишем в векторно-матричной форме

$$\mathbf{y}_i \approx \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{S}_i(\Delta F) + \boldsymbol{\mu}_i, \quad (21)$$

где  $E(\boldsymbol{\mu}_i) = \mathbf{0}$ ,  $E(\boldsymbol{\mu}_i^T \boldsymbol{\mu}_i) = \mathbf{Q} = \sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ ,  $E(\boldsymbol{\mu}_i^T \boldsymbol{\mu}_l) = \mathbf{0}, i \neq l$ ,  $E(\cdot)$  - оператор математического ожидания,  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  - единичная матрица размером  $2 \times 2$ .

Так как предполагается, что частота не меняется с течением времени, то ее можно представить авторегрессией первого порядка с единичным коэффициентом и малой дисперсией шума  $\zeta_i$ :

$$\Delta F_i = \Delta F_{i-1} + \zeta_i, \quad (22)$$

$E(\zeta_i) = 0$ ,  $E(\zeta_i^2) = \sigma_\zeta^2$ ,  $E(\zeta_i \zeta_l) = 0, i \neq l$ . Объединяя (21) и (22), получим модель уравнения наблюдений и динамической системы. Далее, применяя к ней метод факторизации нелинейного оператора [11] с тейлоровской аппроксимацией (первое приближение), получим модель:

$$\mathbf{y}_i = \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{D}_{i-1} \mathbf{f}_i + \boldsymbol{\mu}_i, \quad \mathbf{f}_i = \mathbf{f}_{i-1} + \mathbf{W} \zeta_i.$$

Здесь  $\mathbf{f}_i = \begin{pmatrix} 1 \\ \Delta F_i \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{D}_{i-1}$  - матрица, содержащая элементы разложения в ряд Тейлора функции  $\mathbf{S}_i(\Delta F_i)$  в

точке  $\Delta \widehat{F}_{i-1}$ ,  $\mathbf{W} = \mathbf{f}'_i(\Delta \widehat{F}_{i-1})$  - первая производная вектор-функции  $\mathbf{f}_i$  в точке  $\Delta \widehat{F}_{i-1}$ .

Минимизируя модифицированный функционал Тихонова

$$M(\mathbf{f}_i, \widehat{\mathbf{f}}_{i-1}, \dots, \widehat{\mathbf{f}}_0) = \sum_{j=1}^i \left( \|\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}\|_{\mathbf{P}_j^{-1}}^2 + \|\mathbf{y}_j - \boldsymbol{\beta}_j \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j\|_{\mathbf{Q}_j^{-1}}^2 \right),$$

где  $\|\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}\|_{\mathbf{P}_j^{-1}}^2 = (\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}; \mathbf{P}_j^{-1}(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}))$ ,  $\|\mathbf{y}_j - \boldsymbol{\beta}_j \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j\|_{\mathbf{Q}_j^{-1}}^2 = (\mathbf{y}_j - \boldsymbol{\beta}_j \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j; \mathbf{Q}_j^{-1}(\mathbf{y}_j - \boldsymbol{\beta}_j \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j))$  - евклидовы нормы с весовыми матрицами  $\mathbf{P}_j^{-1}, \mathbf{Q}_j^{-1}$ ,  $(\cdot; \cdot)$  - скалярное произведение,  $\mathbf{P}_j = E\{(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1})(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1})^T\}$  - ковариационная матрица ошибок экстраполяции, получим выражение для оценок:

$$\Delta \widehat{F}_i = \Delta \widehat{F}_{i-1} + \mathbf{L} \mathbf{K}_i (\mathbf{y}_i - \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{S}_i(\Delta \widehat{F}_{i-1})), \quad i = 1, 2, \dots, \frac{n_0 N}{R_{01}}, \quad (23)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{D}_{i-1}^T \boldsymbol{\beta}_i^T (\boldsymbol{\beta}_i \mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}_i \mathbf{D}_{i-1}^T \boldsymbol{\beta}_i^T + \sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{2 \times 2})^{-1},$$

$$\mathbf{P}_i = \Gamma_{i-1} + \mathbf{W} \mathbf{W}^T \sigma_\zeta^2, \quad \Gamma_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}_i, \quad (24)$$

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{L} = (0 \quad 1), \quad \mathbf{D}_{i-1} = \begin{pmatrix} D_{ci-1,0} & D_{ci-1,1} \\ D_{si-1,0} & D_{si-1,1} \end{pmatrix},$$

$$D_{ci-1,0} = \cos(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) + \sin(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) 2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1),$$

$$D_{ci-1,1} = -\sin(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) 2\pi\Delta t(iR_{01} - 1),$$

$$D_{si-1,0} = \sin(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) - \cos(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) 2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1), \quad (25)$$

$$D_{si-1,1} = \cos(2\pi\Delta \widehat{F}_{i-1} \Delta t(iR_{01} - 1)) 2\pi\Delta t(iR_{01} - 1).$$

Алгоритм (23)- (25) является оптимальным по критерию минимума СКО для гауссовских шумов и асимптотически оптимальным для шумов с неизвестным законом распределения [11].

Далее рассмотрим ситуацию, когда уточнению будут подлежать кроме частоты еще постоянные составляющие. В этом случае алгоритм нелинейной фильтрации первого приближения по Тейлору будет иметь вид:

$$\widehat{\mathbf{X}}_i = \widehat{\mathbf{X}}_{i-1} + \mathbf{L}\mathbf{K}_i(\mathbf{y}_i - \widehat{\boldsymbol{\beta}}_i \mathbf{S}_i(\Delta \widehat{F}_{i-1}) - \widehat{\mathbf{b}}_{i-1}), \quad i = 1, 2, \dots, \frac{n_0 N}{R_{01}}, \quad (26)$$

$$\widehat{\mathbf{X}}_i = \begin{pmatrix} \Delta \widehat{F}_i \\ \widehat{b}_{ci} \\ \widehat{b}_{si} \end{pmatrix}, \quad \widehat{\mathbf{b}}_i = \begin{pmatrix} \widehat{b}_{ci} \\ \widehat{b}_{si} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{ci} \\ y_{si} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{V}_{i-1}^T (\mathbf{V}_{i-1} \mathbf{P}_i \mathbf{V}_{i-1}^T + \sigma_{\mu}^2 \mathbf{I}_{2 \times 2})^{-1},$$

$$\mathbf{P}_i = \boldsymbol{\Gamma}_{i-1} + \mathbf{W}\mathbf{B}\mathbf{W}^T, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \sigma_{\zeta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\zeta b}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\zeta b}^2 \end{pmatrix}, \quad \sigma_{\zeta b}^2 \rightarrow 0, \quad \boldsymbol{\Gamma}_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{V}_{i-1} \mathbf{P}_i,$$

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{L} = (\mathbf{0}_{3 \times 1} \quad \mathbf{I}_{3 \times 3}), \quad \mathbf{V}_{i-1} = (\boldsymbol{\beta}_i \mathbf{D}_{i-1,0} \quad \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{D}_{i-1,1} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2}), \quad (27)$$

$$\mathbf{D}_{i-1,0} = \begin{pmatrix} D_{ci-1,0} \\ D_{si-1,0} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D}_{i-1,1} = \begin{pmatrix} D_{ci-1,1} \\ D_{si-1,1} \end{pmatrix},$$

$D_{ci-1,0}$ ,  $D_{si-1,0}$ ,  $D_{ci-1,1}$ ,  $D_{si-1,1}$  находятся по формуле (25).

### 3. Компенсация искажений и процедура детектирования.

Компенсация проводилась также, как было описано в [10]. Пусть

$$\mathbf{r}_i = \begin{pmatrix} r_{ci} \\ r_{si} \end{pmatrix}, \quad \widehat{\mathbf{C}}_i = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta\widehat{F}\Delta t) & -\sin(2\pi\Delta\widehat{F}\Delta t) \\ \widehat{\gamma} \sin(2\pi\Delta\widehat{F}\Delta t + \Delta\widehat{\varphi}) & \widehat{\gamma} \cos(2\pi\Delta\widehat{F}\Delta t + \Delta\widehat{\varphi}) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{ci} - \widehat{b}_c \\ y_{si} - \widehat{b}_s \end{pmatrix},$$

тогда с учетом (4) и (6) получим

$$\mathbf{r}_i = \widehat{\mathbf{C}}_i^{-1} \mathbf{y}_i,$$

где  $i = n_0 N + (k_0 - 1)N, n_0 N + (k_0 - 1)N + 1, \dots, n_0 N + (k_0 - 1)N + N - 1$ ,  $k_0 = 1, 2, \dots, n_1$  - количество информационных OFDM символов,

$$r_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (\widehat{F}_{cqi} I_{qk_0} - \widehat{F}_{sqi} J_{qk_0}), \quad r_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (\widehat{F}_{sqi} I_{qk_0} + \widehat{F}_{cqi} J_{qk_0}),$$

$$\widehat{F}_{cqi} = \widehat{\lambda}_{cq} \cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) - \widehat{\lambda}_{sq} \sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right), \quad \widehat{F}_{sqi} = \widehat{\lambda}_{cq} \sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) + \widehat{\lambda}_{sq} \cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right).$$

После процедуры ДПФ получим квадратуры  $z_{cq}, z_{sq}, q = 0, 1, \dots, N - 1$ . Обозначим

$$\mathbf{Z}_q = \begin{pmatrix} z_{cq} \\ z_{sq} \end{pmatrix}, \quad \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_q = \begin{pmatrix} \widehat{\lambda}_{cq} & -\widehat{\lambda}_{sq} \\ \widehat{\lambda}_{sq} & \widehat{\lambda}_{cq} \end{pmatrix}. \quad \text{Дальнейшая компенсация искажений в частотной области даст мягкое}$$

решение в виде

$$\widehat{\mathbf{r}}_{0q} = \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_q^{-1} \mathbf{Z}_q.$$

Здесь  $\widehat{\mathbf{r}}_{0q} = \begin{pmatrix} r_{0cq} \\ r_{0sq} \end{pmatrix}$ . Пусть  $\boldsymbol{\Theta}_{q,j_0} = (I_{q,j_0} \quad J_{q,j_0})^T$  - вектор возможных информационных символов сигнала M-

QAM, поступающих на  $q$ -ую поднесущую,  $j_0 = 1, 2, \dots, M$ . Тогда минимизируя функционал

$$\left\| \widehat{\mathbf{r}}_{0,q} - \boldsymbol{\Theta}_{q,j_0} \right\|^2 = \min_{\boldsymbol{\Theta}_{q,j_0}}, \quad \text{получим алгоритм детектирования}$$

$\hat{\Theta}_{q,k_0} = \Theta_{q,j_0} = \underset{j_0}{\operatorname{argmax}}(r_{0cq} I_{q,j_0} + r_{0sq} J_{q,j_0} - 0.5(I_{q,j_0}^2 + J_{q,j_0}^2))$ , который является оптимальным по критерию максимального правдоподобия при гауссовских шумах;  $\hat{\Theta}_{q,k_0} = (\hat{I}_{q,k_0} \hat{J}_{q,k_0})^T$ ,  $q = 0, 1, \dots, N-1$ ;  $k_0 = 1, 2, \dots, n_1$ .

#### 4. Вычислительный эксперимент.

Проведено компьютерное моделирование для остаточной частоты в 5 кГц для разного количества поднесущих  $N$  при следующих данных: канал ЕРА [2], шумы гауссовские, СКО фазового шума около одного градуса, количество информационных символов  $n_1 = 14$ , количество опорных OFDM символов  $n_0 = 2$ ,  $R_{01} = 1$ , алгоритм (13)-(19) работал по  $n_{01} \leq 2$  тестовым символам. На рисунках 1, 3, показаны зависимости СКО по частоте от ОСШ, а на рисунках 2 и 4 зависимости вероятности ошибки на символ от ОСШ для  $N = 512$  и  $N = 1024$  соответственно для разных значений  $\sigma_\zeta^2$ , который является регуляризирующим параметром в алгоритме нелинейной фильтрации (23)-(25).

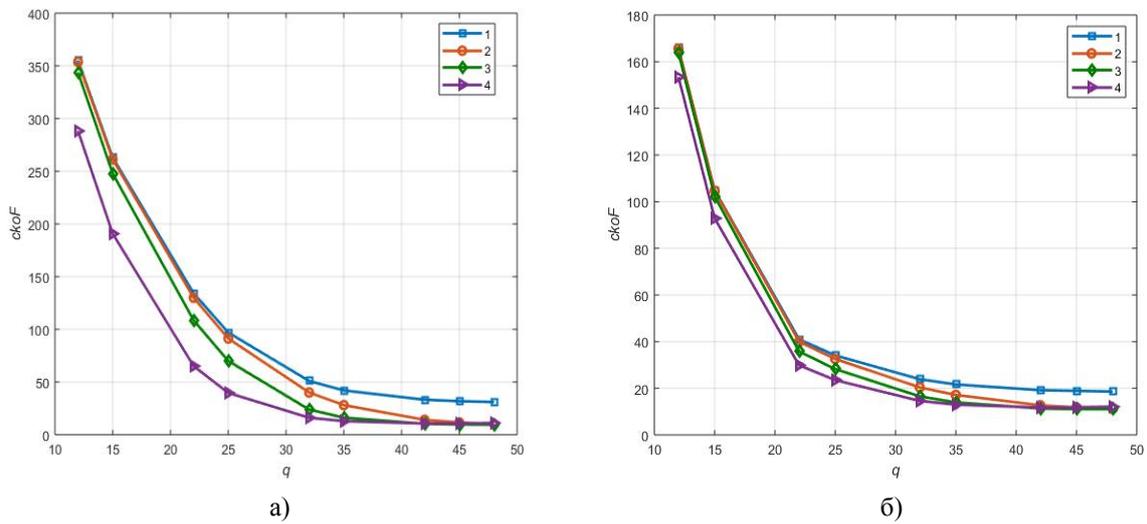


Рис. 1. Зависимость СКО по частоте от ОСШ для  $N = 512$  при а:  $n_{01} = 1$ , б:  $n_{01} = 2$

СКО по частоте, полученная по алгоритму (13)-(19) с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией -1, нелинейная фильтрация частоты с  $\sigma_\zeta^2 = 0.001$  -2,  $\sigma_\zeta^2 = 0.01$  -3,  $\sigma_\zeta^2 = 0.1$  -4.

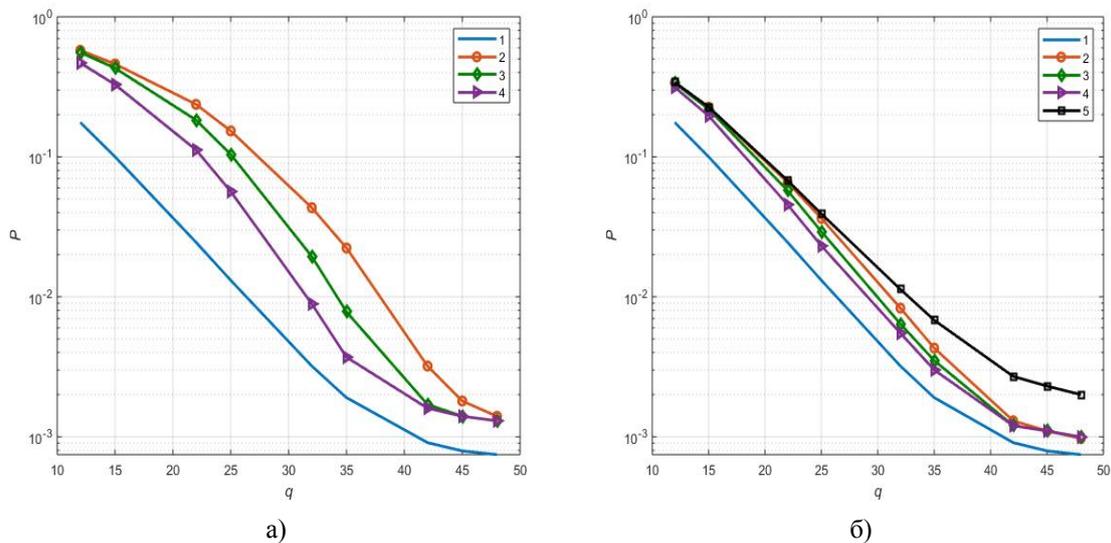


Рис. 2. Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ от ОСШ для  $N = 512$  при а:  $n_{01} = 1$ , б:  $n_{01} = 2$

При точно известном канале кроме фазового шума -1, с использованием нелинейной фильтрации частоты с  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.001$  -2,  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.01$  -3,  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.1$  -4, вероятность ошибки, полученная по алгоритму (13)-(19) с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией -5

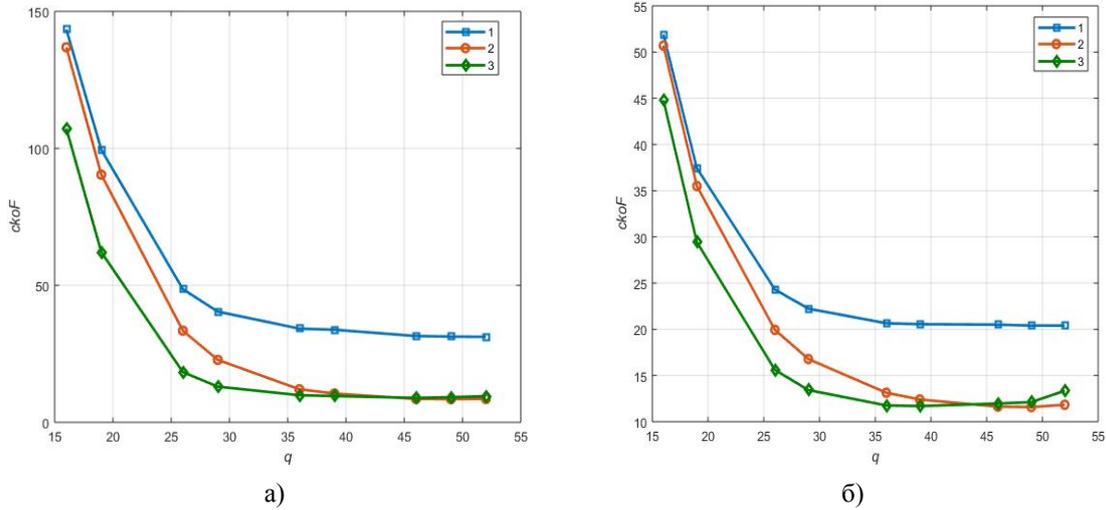


Рис. 3. Зависимость СКО по частоте от ОСШ для  $N = 1024$  при а:  $n_{01} = 1$ , б:  $n_{01} = 2$

СКО по частоте, полученная по алгоритму (13)-(19) с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией -1, нелинейная фильтрация частоты с  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.001$  -2,  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.01$  -3.

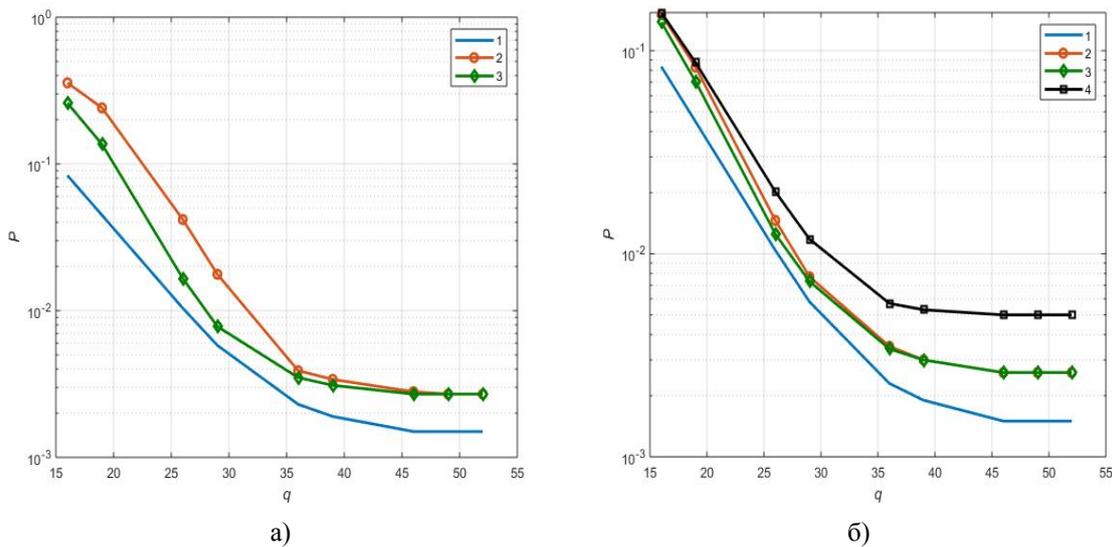


Рис. 4. Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ от ОСШ для  $N = 1024$  при а:  $n_{01} = 1$ , б:  $n_{01} = 2$

При точно известном канале кроме фазового шума -1, с использованием нелинейной фильтрации частоты с  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.001$  -2,  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.01$  -3, вероятность ошибки, полученная по алгоритму (13)-(19) с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией -4.

Из рисунков видно, что параметр  $\sigma_{\zeta}^2$  влияет на точность оценивания алгоритма нелинейной фильтрации и в дальнейшем на помехоустойчивость. Подбирая его, можно получить энергетический выигрыш. Например, для ОСШ в интервале от 22 до 35 дБ уточнение оценки частоты с помощью процедуры (23)-(25) позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости перед алгоритмом (13)-(19) с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией от 2.5 до 7 дБ для  $N = 512$  поднесущих и от 1.5 до 5 дБ для  $N = 1024$  (см. рис. 26 и 46).

Также проведен вычислительный эксперимент для процедуры (26), (27) в условиях, описанных выше. Он показал, что алгоритм нелинейной фильтрации при  $n_{01} = 1, n_0 = 2$  с параметром регуляризации  $\sigma_\zeta^2 = 0.9$  позволяет повысить точность оценки частоты и постоянных составляющих сигнала, что приводит к уменьшению вероятности ошибки приема информационного символа. Этот эффект усиливается при обработке выборки алгоритмом два раза. На рисунке 5 показана вероятность ошибки приема 14 OFDM символов с 256 поднесущими при наличии фазового шума с СКО около одного градуса для разного отношения сигнал/шум  $q$ . Рисунок 6 иллюстрирует СКО оценки частоты и постоянных составляющих.

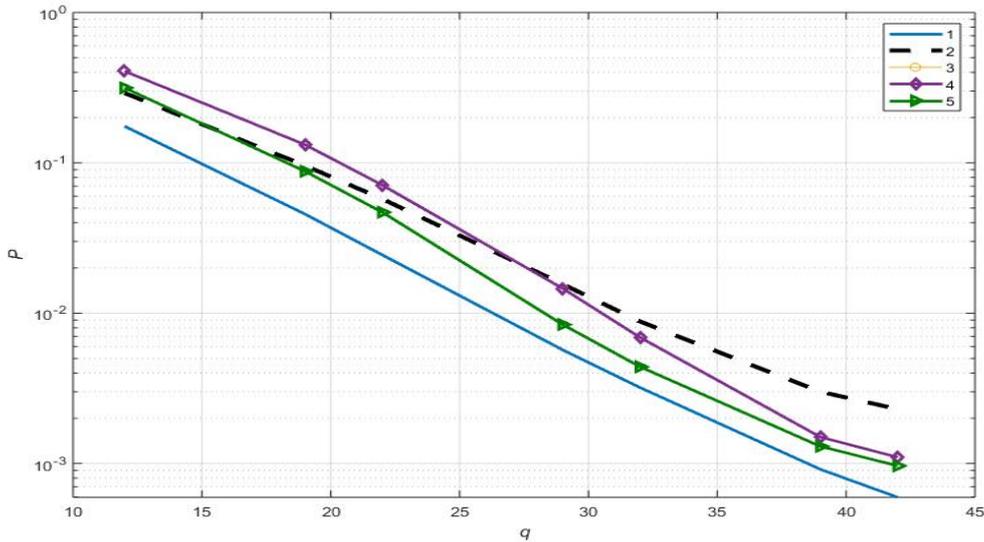


Рис. 5. Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ от ОСШ для  $N = 256$

При точно известном канале кроме фазового шума – 1, алгоритм с полиномиальными сплайнами (13)-(19) при  $p = 4, m = 2, R_0 = 1, Q_0 = 4, m_0 = 80, n_{01} = 2 - 2$ , нелинейная фильтрация частоты (23)-(25) -3, нелинейная фильтрация частоты и постоянных составляющих (26), (27): с однократной обработкой выборки – 4, с двукратной обработкой выборки – 5.

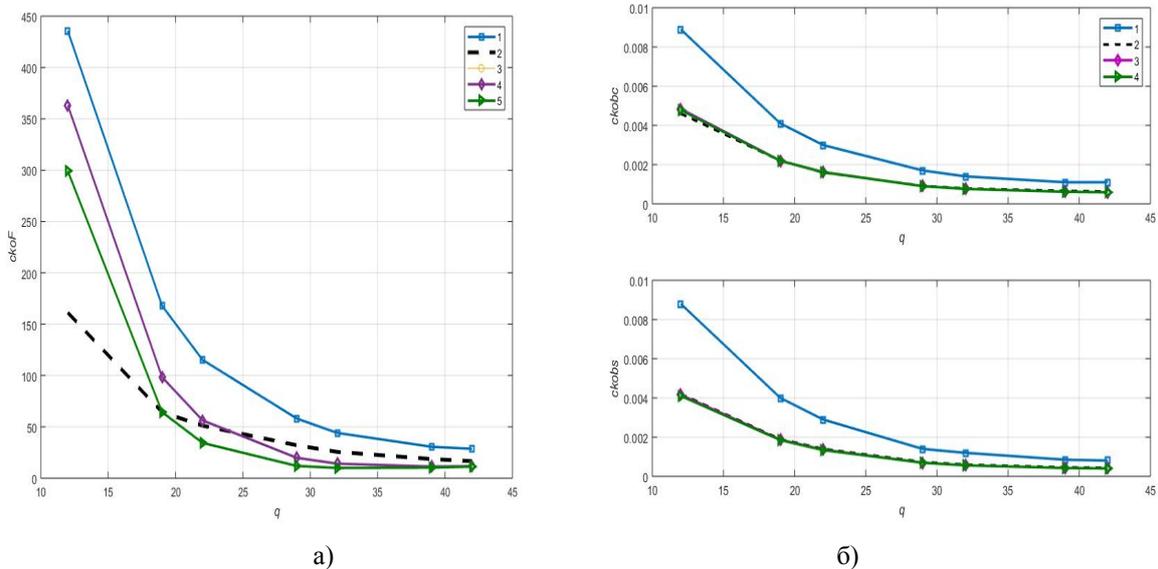


Рис. 6. Зависимость СКО оценки частоты (а) и постоянных составляющих (б) от ОСШ. Алгоритм с полиномиальными сплайнами при  $n_{01} = 1 - 1$ , при  $n_{01} = 2 - 2$ ; а: нелинейная фильтрация частоты – 3; нелинейная фильтрация частоты и постоянных составляющих: с однократной обработкой выборки – 4, с двукратной обработкой выборки -5; б: нелинейная фильтрация частоты и постоянных составляющих: с однократной обработкой выборки – 3, с двукратной обработкой выборки -4.

Из рисунков видно, что СКО по частоте при отношении сигнал/шум по синфазной составляющей 29 дБ при использовании алгоритма с полиномиальными сплайнами, работающего по двум опорным OFDM символам ( $n_{01} = 2$ ) больше, чем у процедуры нелинейной фильтрации ( $n_0 = 2$ ) с дважды обработанной выборкой и начальными условиями, полученными после алгоритма с полиномиальной аппроксимирующей конструкцией при  $n_{01} = 1$  в 2.7 раза:  $\frac{CKO_{F2}}{CKO_{F5}} = \frac{32.1}{11.94} = 2.7$  (см. рис.6а). Алгоритм нелинейной фильтрации позволяет уточнить оценку постоянных составляющих при ОСШ 29 дБ в 1.9 раза по сравнению с оценкой, полученной с помощью алгоритма с полиномиальными сплайнами, работающего по одному опорному OFDM символу ( $n_{01} = 1$ ):  $\frac{CKO_{b,1}}{CKO_{b,5}} = \frac{1.7 \cdot 10^{-3}}{9 \cdot 10^{-4}} = 1.9$  (см. рис. 6б). Это приводит к увеличению помехоустойчивости приема. Например, при ОСШ 25-30 дБ энергетический выигрыш при использовании нелинейной фильтрации составляет около 3 дБ относительно процедуры с полиномиальной аппроксимацией (см. рис.5).

### 5. Анализ вычислительной сложности алгоритма нелинейной фильтрации (26), (27) и процедуры (13) - (19) с полиномиальными сплайнами.

Сложность алгоритма определяется количеством арифметических операций сложения и умножения. Для процедуры с полиномиальной аппроксимацией требуется

$$N_{оп1} = 39 \frac{n_0}{R_0} N^2 + \left( \frac{n_0}{R_0} (4Q_0(2b-1) + 6a + 2a^2) - 9m_0 - 1 \right) N + 2a^3 + 3a^2 - 5a - 2 \text{ операций, где } b = 2(m+1)(p+1),$$

$a = bQ_0 + 1$  - размер оцениваемого вектора коэффициентов аппроксимации,  $p$  - порядок полинома во временной области,  $m$  - порядок полиномиального сплайна в частотной области,  $Q_0$  - количество интервалов, на которых производится аппроксимация множителя канала по частоте сплайном порядка  $m$ ,  $m_0$  - параметр алгоритма, от которого зависит оценка частоты,  $N$  - количество поднесущих. Алгоритм нелинейной фильтрации с двойной обработкой выборки содержит  $N_{оп2} = 218 \frac{n_0}{R_0} N$  операций сложения и умножения.

Тогда, например, при  $N = 256$ ,  $m = 2$ ,  $Q_0 = 4$ ,  $n_0 = 2$  процедурой (13)-(19) затрачивается  $N_{оп1}(2) = 24361094$  операций, а при  $n_0 = 1$  -  $N_{оп1}(1) = 13881478$  операций. Алгоритм нелинейной фильтрации (26), (27) для  $n_0 = 2$  требует всего  $N_{оп2}(2) = 111616$  операций. Поэтому при комбинировании этих процедур таким образом, что сначала получаем первоначальные оценки параметров с помощью алгоритма с полиномиальной аппроксимацией, работающего по одному опорному OFDM символу ( $n_0 = 1$ ), далее уточняем их с использованием нелинейной фильтрации с двумя опорными символами ( $n_0 = 2$ ), требуется  $N_{оп} = N_{оп1}(1) + N_{оп2}(2) = 13993094$  операций сложения и умножения. Таким образом процедура оценивания неизвестных параметров упростилась на  $\left( 1 - \frac{N_{оп}}{N_{оп1}(2)} \right) 100\% = 42.5\%$  по сравнению с алгоритмом (13)-(19),

производящим оценку по двум опорным OFDM символам. При этом помехоустойчивость, как было отмечено выше, повысилась. При ОСШ от 22 до 35 дБ энергетический выигрыш составил от 1 до 5 дБ.

### Заключение

Алгоритмы нелинейной фильтрации позволяют повысить точность оценки частоты и постоянных составляющих. Энергетический выигрыш при этом составляет от 1 до 7 дБ, в зависимости от количества поднесущих. Комбинирование рассматриваемых алгоритмов позволяет сократить количество арифметических операций относительно ситуации, когда используется только процедура с полиномиальной сплайн аппроксимацией.

### Литература

1. Зубарев Ю.Б., Трофимов Ю.К., Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Пути повышения пропускной способности мобильных систем 3-го поколения // Электросвязь. 2001. № 3. С. 9-11.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.В., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия – Телеком, 2016, 352 с.
3. Крейнделин В.Б., Смирнов А.Э., Бен Режсб Т.Б.К. Исследование радиointерфейса беспроводных систем межмашинного взаимодействия M2M // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 6. С. 71-74.

4. *Robert Chen-Hao Chang and Chih-Hung Lin.* "Implementation Of Carrier Frequency Offset And IQ Imbalance Compensation In OFDM Systems" // International Journal Of Electrical Engineering, Vol. 17. No.4. 2010, pp. 251-259.
5. *Deepaknath Tandur and Marc Moonen.* "Efficient Compensation of Transmitter and Receiver IQ Imbalance in OFDM Systems" // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing Volume 2010, Article ID 106562. 14 p.
6. *Kidsanapong Puntsri.* "A Very Simple Algorithm of Sequential IQ Imbalance and Carrier Frequency Offset Compensation in Coherent Optical OFDM" // KKU Res.j. 2015; 20(2): 168-176 <http://resjournal.kku.ac.th>.
7. *Исмаилов А.В., Кукушкин Д.С., Казаков Л.Н.* Комплексная оценка радиоканалов по информационным символам ММО-OFDM сигналов с помощью многомерной фильтрации Калмана. Электронный журнал «Наука и образование» «10, 2012. С. 251-260. <http://technomag.edu.ru/doc/465244.html>.
8. *Poborchaya N.E.* "DC-offset and IQ-imbalance estimation in the MIMO system" // IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2017, 3-4 July, Russia, Kazan.
9. *Поборчая Н.Е., Пестряков А.В.* Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с ММО // Электросвязь. 2017. №12. С. 42-48.
10. *Poborchaya N.E.* "Synthesis of the Joint Estimation Algorithm of the OFDM Signal Distortions based on Polynomial Approximation" // IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018, 4-5 July, Belarus, Minsk.
11. *Смердова Н.Е., Шлома А.М.* Применение теории операторов функционального анализа для задач нелинейной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. №2. С. 190-198.