

Крещук Алексей Андреевич

**Разработка каскадных сигнально-кодовых  
конструкций для систем многоантенных  
передачи и приёма**

05.13.17 – Теоретические основы информатики

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Работа выполнена в *Лаборатории №3 Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича Российской академии наук (ИППИ РАН)*.

Научный руководитель:

доктор технических наук, Зяблов Виктор Васильевич, заведующий лабораторией №3 Института проблем передачи информации.

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор Кудряшов Борис Давидович, профессор кафедры Информационных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики,

кандидат физико-математических наук Курмаев Олег Феатьевич, инженер ключевых проектов ООО «Техкомпания Хуавэй».

Ведущая организация:

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.

Защита состоится *«14» декабря 2015 г.* в 12 часов на заседании диссертационного совета Д 002.077.05 при *Институте проблем передачи информации им. А.А. Харкевича*, расположенном по адресу: *127051, г. Москва, Большой Каретный переулок, д.19 стр. 1.*

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке *ИППИ РАН* и на сайте <http://iitp.ru>.

Автореферат разослан «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2015 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета,  
*д. ф.-м. н., доцент*

*Цитович Иван Иванович*

## Общая характеристика работы

**Актуальность темы исследования.** Современные стандарты беспроводной связи, такие как LTE, WiMAX и WiFi, предусматривают использование нескольких приёмных и передающих антенн для увеличения пропускной способности. Эти стандарты предусматривают использование каскадной конструкции, внутренними кодами которой являются пространственно-временные коды (то есть коды для многоантенных систем, построенные над бесконечными полями), а внешними — известные коды над конечными полями.

Современные сигнально-кодовые конструкции для систем многоантенных передачи и приёма, также называемые пространственно-временными кодами, начали своё развитие в 90х годах прошлого века. Первой такой конструкцией являются коды, предложенные С. Аламоути в 1998 году. Данная конструкция позволяла эффективно использовать две передающие антенны для уменьшения вероятности ошибки в канале, и при этом обладала низкой сложностью приёма. Она была обобщена в 1999 В. Тарох, Х. Джафархани и А. Р. Кальдербанком для большего числа антенн. Кроме того, было доказано, что предложенные сигнально-кодовые конструкции являются оптимальными в классе ортогональных пространственно-временных кодов. Дальнейшее развитие теории кодирования привело к появлению пространственно-временных кодов, имеющих более высокую скорость, но декодируемых с полиномиальной по количеству антенн сложностью. Одним из таких кодов был Golden код, предложенный в 2005 году J.-C. Belfiore, G. Rekaaya и E. Viterbo. Данный код так же предназначен для систем, имеющих две передающие антенны, но имеет вдвое большую скорость передачи данных, чем конструкция Аламоути.

На практике пространственно-временные коды используют в составе каскадных конструкций. В 1973 году Э. Л. Блохом и В. В. Зябловым были предложены линейные обобщённые каскадные коды. Использование обобщённых каскадных конструкций может позволить повысить корректирующую способность всей системы. В 2009 году L. Luzzi, G. R.-V. Othman, J.-C. Belfiore и E. Viterbo предложили обобщённую каскадную конструкцию для многоантенных систем передачи и приёма. Однако предложенная ими конструкция имела малую длину, и потому не позволяла достичь малых вероятностей ошибки на блок.

Таким образом актуальной является задача построения обобщённых каскадных конструкций для систем многоантенных передачи и приёма, обладающей высокой корректирующей способностью при низкой сложности кодирования и декодирования.

**Цели и задачи диссертационной работы:** Цель диссертационной работы состоит в разработке обобщённых каскадных кодов, внутренними кодами которых являются пространственно-временные коды, а внешними — произведения кодов Рида-Соломона и коды с обобщённой локализацией ошибок, а также разработка улучшенных алгоритмов декодирования полученных сигнально-кодовых конструкций; исследовании вероятности неправильного приёма для данной конструкции в каналах многоантенной передачи и приёма с независимыми релейскими замираниями.

Для достижения поставленных целей необходимо решить следующие задачи:

1. Адаптировать алгоритмы декодирования пространственно-временных кодов Golden и DAST для декодирования внутренних кодов обобщённых каскадных конструкций.
2. Предложить обобщённую каскадную конструкцию с внутренними пространственно-временными Golden или DAST кодами, внешними кодами которых являются произведения кодов Рида-Соломона или коды с обобщённой локализацией ошибок, и исследовать её корректирующую способность.

#### **Научная новизна.**

1. Исследованы вероятностные характеристики обобщённых каскадных кодов с различными внутренними пространственно-временными кодами с различным количеством приёмных и передающих антенн. Полученные результаты позволяют быстро выбирать параметры обобщённых каскадных конструкций для работы в заданном канале.
2. Разработан новый алгоритм декодирования произведений кодов. Его использование позволяет увеличить корректирующую способность кодов-произведений при незначительном увеличении сложности.

3. Предложены и исследованы новые пространственно-временные коды, свободные от перестановок, построенные на базе матриц Адамара. Разработаны алгоритмы построения кодов с заданным расстоянием, длиной и числом передающих антенн.

**Теоретическая и практическая значимость.** Исследовано применение произведений кодов Рида-Соломона и кодов с обобщённой локализацией ошибок в качестве внешних кодов предложенных обобщённых каскадных систем. Предложенная методика выбора параметров кодов с обобщённой локализацией ошибок позволяет не только сократить время подбора параметров каскадной системы, но и за разумной время построить целое семейство сигнально-кодовых конструкций для целого диапазона различных каналов. Предложенный новый алгоритм декодирования произведений кодов улучшает их корректирующую способность при малом увеличении сложности.

Предложенная метрика надёжности для пространственно-временных кодов, декодируемых при помощи сферического декодера, позволяет использовать их в каскадных и обобщённых каскадных конструкциях, декодируемых по обобщённому минимальному расстоянию.

Предложена сигнально-кодовая конструкция, достигающая вероятности неправильного приёма  $10^{-8}$ , при отношении сигнал-шум 13 дБ на бит, при использовании двух передающих и двух приёмных антенн.

Полученные вероятностные характеристики обобщённых каскадных систем с внутренними пространственно-временными кодами позволяют упростить проектирование и настройку конкретных конструкций под требования заказчика. Разработанные алгоритмы кодирования и декодирования предложенных сигнально-кодовых конструкций позволяют использовать их в реальных системах.

#### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Построены верхняя граница мощности предложенных кодов, свободных от перестановок. Построены коды, лежащие на предложенной верхней границе. Построена нижняя граница мощности кодов, свободных от перестановок, основанная на границе Гилберта.
2. Показана эффективность предложенной метрики надёжности принятых сообщений для внесения стираний.

3. Показано, что использование предложенной обобщённой каскадной конструкции даёт выигрыш в 0.5 дБ по сравнению с каскадной конструкцией с тем же внутренним и внешним кодом Рида-Соломона в некоторых условиях.
4. Показано, что предложенный декодер произведения кодов имеет вероятность неправильного декодирования на два порядка меньшую, чем известный ранее итеративный в некоторых условиях. Построена нижняя граница корректирующей способности итеративного декодера.

**Апробация результатов.** Основные результаты диссертации докладывались на следующих конференциях: XIII International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems (2012); XIV International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems (2014); XIV International Workshop on Algebraic and Combinatorial Coding Theory (2014); The 8th International Symposium on Turbo Codes & Iterative Information Processing (2014); Конференциях молодых ученых и специалистов ИППИ РАН «Информационные технологии и системы» (2010–2015). Кроме того, основные результаты докладывались на семинарах по теории кодирования в ИППИ РАН.

**Публикации.** Материалы диссертации опубликованы в 10 печатных работах, из них 5 статей в рецензируемых изданиях [1–5], 5 статей в сборниках трудов конференций [6–10].

**Личный вклад автора.** Личное участие автора в получении результатов, изложенных в диссертации. Постановка изложенных в диссертации задач была сделана научным руководителем аспиранта д.т.н. В.В. Зябловым. Докладательства и обоснования полученных в диссертации результатов, математические выкладки, численные расчеты выполнены лично автором. В совместных публикациях научному руководителю В.В. Зяблову принадлежат постановки задач и указания основных направлений исследований, а основные результаты, выкладки и численные расчеты выполнены диссертантом.

В работе [3] соавтору принадлежит постановка задачи, а основным результатом был получен диссертантом. В работе [10] соавтору Е. Рябинкину принадлежит техническая поддержка в проведении компьютерного моделирования на

кластере. В работе [1] соавтору А.А. Давыдову принадлежат результаты, связанные с кодами, свободными от повторений, а также алгоритм А построения кодов, свободных от перестановок.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, 3 глав, заключения, библиографии и 1 приложения. Общий объем диссертации 96 страниц, включая 16 рисунков. Библиография включает 51 наименование на 5 страницах. Приложение изложено на 5 страницах.

## Содержание работы

**Во Введении** на основании обзора литературы обоснована актуальность диссертационной работы, сформулирована цель и аргументирована научная новизна исследований, показана практическая значимость полученных результатов, представлены выносимые на защиту научные положения.

**В первой главе** описываются системы многоантенной передачи и приёма данных (МАПП). Дается определение кода, свободного от перестановок, и приводится его конструкция. Описываются коды, заданные решёткой в Евклидовом пространстве.

В разделе 1.1 приводится введение к главе 1 и дается определение модели канала.

Опишем канал в системах многоантенной передачи и приёма. Мы будем рассматривать квази-стационарный канал с независимыми замираниями. В нём коэффициенты замирания (затухания) между каждой парой антенн независимы и не меняются во время передачи одного блока данных. При этом значения коэффициентов из разных блоков независимы и имеют некоторое распределение вероятностей.

Рассмотрим канал с многими входами  $c_{t,n} \in \mathbb{C}$ ,  $n = \overline{1, N}$  и выходами  $r_{t,m} \in \mathbb{C}$ ,  $m = \overline{1, M}$  в момент времени  $t = \overline{1, T}$  определяемый следующим выражением:

$$r_{t,m} = \sum_{n=1}^N \alpha_{n,m} c_{t,n} + \eta_{t,m}, \quad (1)$$

где  $\alpha_{n,m} \in \mathbb{C}$  — коэффициент передачи канала, а  $\eta_{t,m} \in \mathbb{C}$  — шум. В данной работе  $\alpha_{n,m}$  и  $\eta_{t,m}$  — независимые гауссовские случайные величины с нулевым

средним, причём средняя по реализации мощность  $\alpha_{n,m}$  равна 1. Коэффициент  $\alpha_{n,m}$  постоянны внутри одного блока для каждого  $m$  и  $n$ .

Такой канал называется Релеевским каналом или каналом с Релеевскими замираниями. Подмножество передаваемых слов называется пространственно-временным кодом.

В разделе 1.2 введено понятие кодов, свободных от перестановок, и кодов, свободных от перестановок и повторений, и дано описание данных конструкций.

В качестве сигнально-кодовой конструкции используется конечный набор  $\mathcal{C}$  комплексных  $(T \times N)$ -матриц  $\mathbf{C}$ , удовлетворяющий условию декодируемости:

$$\forall \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2 \in \mathcal{C}, \forall \alpha = \|a_1, \dots, a_N\| \in \mathbb{C}^N : \forall j, \alpha_j \neq 0 \rightarrow \mathbf{C}_1 \alpha \neq \mathbf{C}_2 \alpha. \quad (2)$$

Рассмотрим только те коды, в словах которых столбцы являются столбцами  $(T \times T)$ -матрицы Адамара.

**Определение 1.** Назовём код  $\mathcal{C}$  свободным от перестановок и повторений (*PRF-кодом* — Permutations and Repetitions Free code), если никакие два различных его кодовых слова не могут быть получены друг из друга перестановкой столбцов, и ни одно его слово не содержит повторяющихся столбцов.

**Определение 2.** Назовём код  $\mathcal{C}$  свободным от перестановок (*PF-кодом* — Permutations Free code), если никакие два различных его кодовых слова не могут быть получены друг из друга перестановкой столбцов.

Слова PF-кода могут иметь повторяющиеся столбцы.

**Лемма 1.** Пусть столбцы слов  $\mathbf{C}$  кода  $\mathcal{C}$  являются столбцами  $(T \times T)$ -матрицы Адамара. Тогда для выполнения условия декодируемости (2) необходимо, чтобы код  $\mathcal{C}$  был PF-кодом, и достаточно, чтобы код  $\mathcal{C}$  был PRF-кодом.

В разделе 1.3 описано отображение кодовых слов PF- и PRF-кодов в  $\mathbb{F}_T^N$ . Таким образом задача поиска PF- и PRF-кодов сводится к задаче поиска кодов над полем  $\mathbb{F}_T^N$ , обладающих заданными свойствами.

В разделе 1.4 представлены некоторые алгоритмы для построения PF- и PRF-кодов, а также доказана верхняя граница мощности PRF-кодов.



**Следствие 1.** При любом расстоянии  $d$  для максимально возможной мощности  $(n, M, d)_q^{PRF}$ -кода справедливо

$$M_q^{PRF}(n, d) \leq \binom{q}{n}.$$

В разделе 1.5 даны примеры построения PF- и PRF-кодов. В том числе построен  $(4, 70, 2)_8^{PRF}$  код, лежащий на приведённой выше верхней границе.

В разделе 1.6 описан алгоритм декодирования. Декодирование осуществляется по максимуму правдоподобия, минимизируя значение функции

$$f(s_i^t | \alpha_{ij}, r_j^t) = \sum_{i=0}^N \sum_{t=0}^T \left| s_{t,n} - \sum_{m=0}^M \bar{\alpha}_{n,m} r_{t,m} \right|^2 + const, \quad (3)$$

где  $\bar{\alpha}_{ij}$  — комплексное сопряжение  $\alpha_{ij}$ .

В разделе 1.7 доказывается нижняя граница на мощности PF- и PRF-кодов.

**Теорема 7.** Существует PF-код, столбцы кодовых слов которого являются столбцами матрицы Адамара, с минимальным расстоянием  $d$  (любые два кодовых слова отличаются хотя бы в  $d$  столбцах) мощность которого ограничена снизу величиной

$$N_T^{PF} \geq \frac{T^N}{D_1 + D_2}, \quad (4)$$

где

$$D_2 \leq \sum_{k=d}^N \left[ \frac{N!}{(N-k)!k!} \left( \frac{k!}{e} + \frac{1}{2} \right) \right] = \sum_{k=d}^N \left[ \frac{1}{e} A_N^k + \frac{1}{2} \binom{N}{k} \right],$$

$$D_1 \leq \binom{N}{d-1} (T-1)^{d-1} \frac{1}{1 - \frac{d-1}{(N-d+2)(T-1)}}$$

и  $A_n^k$  — число подстановок из  $n$  по  $k$ .

**Теорема 8.** Для мощности PRF-кодов, столбцы кодовых слов которого являются столбцами матрицы Адамара, с минимальным расстоянием  $d$  справедлива следующая нижняя граница:

$$M_T^{PRF} \geq \frac{A_T^N}{D_1^{PRF} + D_2}, \quad (5)$$

где

$$D_1^{PRF} \leq \binom{N}{d-1} (T-1)^{d-1} \frac{1}{1 - \frac{d-1}{(N-d+2)(T-1)}}.$$

В разделе 1.8 описана система имитационного моделирования и приведены результаты моделирования. Показано, что PRF-код для четырёх передающих и приёмных антенн имеет корректирующую способность, близкую к ортогональным пространственно-временным кодам. PF-код в тех же условиях имеет худшую корректирующую способность, но его скорость превышает 1 бит на использование канала.

В разделе 1.9 описаны известные линейные пространственно-временные коды, такие как Golden код. Для этих кодов известны способы построения систем вложенных пространственно-временных кодов, что позволяет использовать их в качестве внутреннего кода обобщённой каскадной конструкции.

Для построения вложенной системы пространственно-временных кодов исходный Golden код  $\mathcal{G}$  раскладывается в сумму:

$$\mathcal{G} = [\mathcal{G}/2\mathcal{G}] + 2\mathcal{G},$$

где  $2\mathcal{G}$  — подкод  $\mathcal{G}$ , полученный из него умножением всех его слов на 2,  $\mathcal{G}/2\mathcal{G}$  — соответствующая ему фактор группа, а  $[\mathcal{G}/2\mathcal{G}]$  — множество представителей смежных классов подкода.

В разделе 1.10 введено понятие сферического декодера (англ. sphere decoder), используемого при декодировании пространственно-временных кодов, и описана новая метрика надёжности, которая вычисляется в процессе декодирования. Данную метрику можно использовать для внесения стираний при декодировании внешнего кода по обобщённому минимальному расстоянию.

В разделе 1.11 описаны линейные пространственно-временные коды для систем многоантенной передачи и приёма с четырьмя передающими антеннами.

Результаты первой главы опубликованы в работах [1, 3] и [6].

### **Выводы к главе 1**

- Предложена новая сигнально-кодовая конструкция для МАПП. Сформулировано условие декодируемости кодов для МАПП. Введено определение PF- и PRF-кодов. Предложена конструкция этих кодов, основанная на последовательностях столбцов матрицы Адамара, и её удобное представление в поле  $\mathbb{F}_T$ . Даны верхняя и нижняя границы мощности PF- и PRF-кодов. Предложены и исследованы алгоритмы построения PF- и

PRF-кодов. С их помощью построены коды, достигающие верхнюю границу мощности PF- и PRF-кодов.

- Предложена метрика надёжности для пространственно-временных кодов, декодируемых сферическим декодером. Эффективность использования данной метрики для внесения стираний продемонстрирована для Golden кода при нескольких значениях отношения сигнал-шум.

**Во второй главе** дано описание кодовых конструкций, используемых в качестве внешних кодов в предложенной обобщённой каскадной конструкции.

Прежде чем приступить к описанию выбранных внешних кодов, следует пояснить, в какой конструкции они будут использованы. Для этого в разделе 2.1 дано краткое описание обобщённых каскадных кодов на примере предложенной обобщённой каскадной конструкции для систем МАПП. Более подробное описание предложенной конструкции приведено в главе 3.

В предложенной конструкции внутренние коды представлены системой из двух вложенных Golden кодов, а внешние коды — произведениями кодов Рида-Соломона и кодами с обобщённой локализацией ошибок. Внутренние коды имеют  $2^8$  кодовых слов, а внешние коды построены над полем  $GF(2^8)$ . Длина внешних кодов составляет 1024, а длина внутренних кодов — 2. Таким образом длина обобщённой каскадной конструкции равна 2048.

В разделе 2.2 дано описание конструкции произведения кодов Рида-Соломона, которая используется в качестве внешних кодов в предложенной обобщённой каскадной конструкции.

В данной работе мы будем рассматривать только коды-произведения кодов Рида-Соломона  $[n_c, k_c, d_c]$  и  $[n_r, k_r, d_r]$  над полем  $\mathbb{F}_q$ . Расстояние такого кода равно  $d_r d_c$ .

В параграфе 2.2.2 предложена новая нижняя граница на вероятность неправильного декодирования произведения кодов. Для этого вычисляется вероятность появления некоторой комбинации ошибок, правильно декодировать которую итеративный декодер произведения кодов не может. Такой комбинацией ошибок является любая плотная (не содержащая нулей) подматрица размера  $e_r \times e_c$ ,  $e_r = \lfloor \frac{d_r + 1}{2} \rfloor$ .

Для улучшения границы требуется учесть и ошибки большего веса, что и было сделано в следующей теореме.

**Теорема 9.** Пусть  $e_c < e_r$ . Тогда вероятность неправильного декодирования для итеративного декодера кода произведения ограничена снизу выражением

$$P_f \geq \binom{n_r}{e_r} \binom{n_c}{e_c} p^{e_r e_c} (1-p)^{n_r n_c - e_r e_c} \times \\ \times \left( \sum_{t=0}^{e_c} \sum_{w=0}^t \binom{n_r n_c - e_r n_c}{t-w} \binom{e_r}{w} (n_c - e_c)^w \left( \frac{p}{1-p} \right)^t - (n_r - e_r) \left( \frac{p}{1-p} \right)^{e_c} \right).$$

В параграфе 2.2.3 предложен новый алгоритм декодирования произведения кодов. В процессе его выполнения сначала происходит декодирование принятого слова с помощью известного итеративного декодера, затем вносятся стирания, после чего снова происходит декодирование итеративным декодером. Использование предложенного декодера позволяет исправлять большинство указанных выше комбинаций ошибок.

На рис. 2.1 показано сравнение корректирующей способности известного итеративного декодера, нижней границы вероятности его ошибки и корректирующей способности нового алгоритма декодирования с помощью имитационного моделирования. Предложенный декодер имеет лучшую корректирующую способность, чем известный ранее.

В разделе 2.3 описаны коды с обобщённой локализацией ошибок (ОЛО коды). Данные коды являются частным случаем обобщённых каскадных кодов, но имеют собственный алгоритм декодирования. В случае высоких скоростей (малой избыточности) данные коды имеют лучшую корректирующую способность, чем произведение кодов. Декодер ОЛО кодов имеет ту же вычислительную сложность, что и итеративный декодер произведения кодов. Он описан в параграфе 2.3.1.

В предложенной конструкции в качестве внешнего кода второго слоя может быть использован ОЛО код с внутренними кодами Рида-Соломона длины 8 и внешними кодами Рида-Соломона длины 128. Кодовое слово такого кода представляется матрицей размера  $8 \times 128$ .

**Теорема 10.** Вероятность неправильного декодирования ОЛО кода при помощи послойного декодера в симметричном канале с вероятностью ошибки  $p$

ограничена сверху величиной

$$P_G \leq \sum_{i=1}^{n_A} P_i^B,$$

где

$$P_i^B = P_{e+t}(q, n_B, d_i^B, P_e(q, n_A, i, p, 0), P_t(q, n_A, i, p, 0)), \quad (6)$$

а  $P_e(q, n, d, p_e, p_t)$  и  $P_t(q, n, d, p_e, p_t)$  — вероятности ошибочного декодирования и отказа от декодирования  $[n, n - d + 1, d]_q$  кода Рида-Соломона в канале с вероятностью стирания  $p_t$  и вероятностью ошибки  $p_e$ .  $P_{e+t} = P_e + P_t$ .

В параграфе 2.3.2 предложена методика выбора параметров ОЛО кода, то есть избыточностей его внешних кодов. Код, построенный с использованием данной методики, имеет значительно более крутой спад кривой вероятности неправильного декодирования, чем произведение кодов. При этом ОЛО код имеет большую скорость (0,89 против 0,82) и одинаковую корректирующую способность по уровню вероятности ошибки в канале  $10^{-2}$ . Данное сравнение представлено на рис. 2.3. Сплошной линией представлена верхняя граница на вероятность неправильного декодирования, описанная в теореме 10.

Результаты второй главы опубликованы в работах [8–10].

## Выводы к главе 2

- Предложена нижняя оценка для неправильного декодирования произведения кодов.
- Предложен новый алгоритм декодирования произведения кодов, особенно эффективный для высокоскоростных кодов.
- Предложена методика выбора параметров кода с обобщённой локализацией ошибок, обладающего заданной корректирующей способностью при указанной вероятности ошибки в канале. Моделирование показало, что полученные данным методом коды имеют корректирующую способность, близкую к заданной при построении.

**В третьей главе** описана предложенная обобщённая каскадная конструкция, описан её декодер, представлены результаты имитационного моделирования.

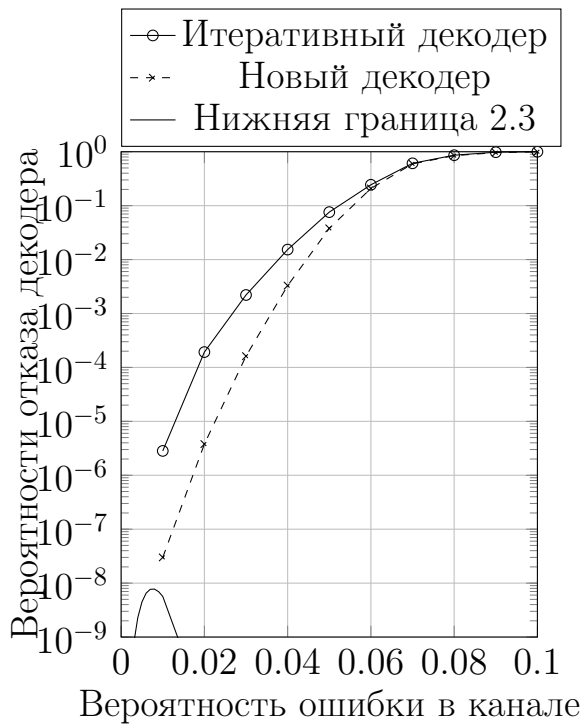


Рис. 2.1. Сравнение итеративного декодера и итеративного декодера с внесением стираний для кода-произведения

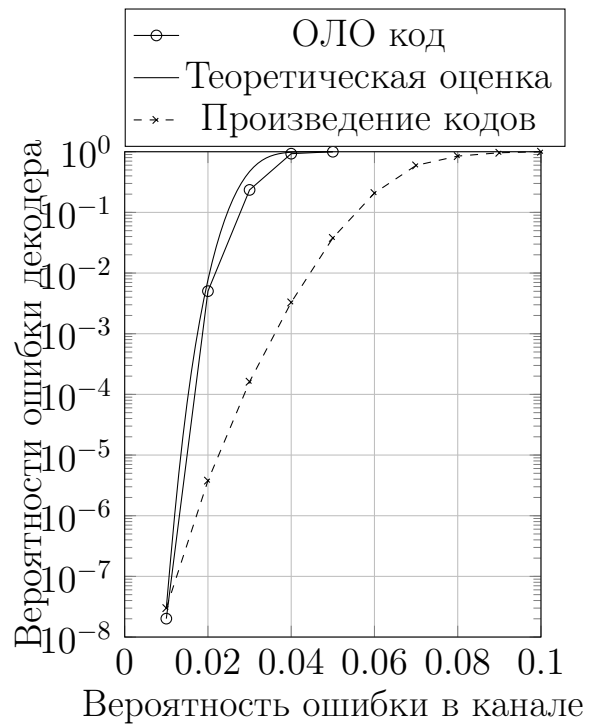


Рис. 2.3. Сравнение корректирующих способностей ОЛО кода и произведения кодов

В разделе 3.1 приведены параметры предложенной конструкции и алгоритм её кодирования.

- Внутренние коды представлены кодами  $\mathcal{G}_{16}$  и  $2\mathcal{G}_4$ , то есть Golden кодом с модуляцией КАМ-16 и его подкодом. Длина данных кодов составляет два временных отсчёта. Они используют две передающие антенны.
- Внешний код первого слоя — произведение  $[32, 24, 9]_{2^8}$  укороченных кодов Рида-Соломона. Данный код имеет 576 информационных символов и скорость 0,56.
- Внешний код второго слоя — произведение  $[32, 30, 3]_{2^8}$  и  $[32, 28, 5]_{2^8}$  укороченных кодов Рида-Соломона. Данный код имеет 840 информационных символов и скорость 0,82.
- Внешние коды имеют длину 1024, а внутренние коды имеют  $2^8$  смежных классов мощности  $2^8$ .
- Скорость предложенной кодовой конструкции составляет 5,5 бита (0,68 символа поля  $GF(2^8)$ ) за один временной интервал. Общая длина равна

2048 временных интервала. Данная конструкция имеет 11328 информационных бит.

Приведённые параметры внешних кодов позволяют достигнуть вероятности ошибки на блок порядка  $10^{-8}$  с минимальной (для данной конструкции) избыточностью при использовании итеративного декодера с введением стираний.

В разделе 3.2 описан алгоритм декодирования предложенной конструкции.

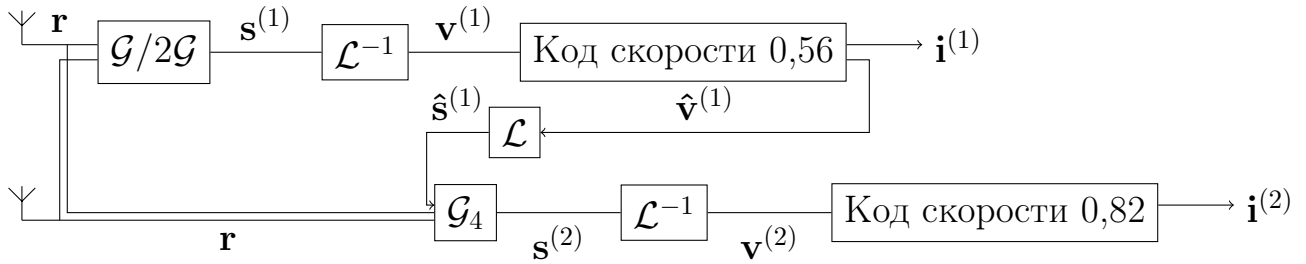


Рис. 3.1. Блок схема декодера обобщённого каскадного кода.

На рис. 3.1 представлена блок-схема декодера. Сначала принятые символы  $\mathbf{r}$  декодируются первым внутренним кодом  $\mathcal{G}/2\mathcal{G}$ , затем ошибки в его информационных символах  $\mathbf{v}^{(1)}$  исправляются первым внешним кодом скорости 0,56. Полученные символы  $\hat{\mathbf{v}}^{(1)}$  позволяют декодировать принятые символы  $\mathbf{r}$  в смежном классе второго внутреннего кода  $\mathcal{G}_4$ , имеющего большее расстояние, чем  $\mathcal{G}/2\mathcal{G}$ . Ошибки в его информационных символах  $\mathbf{v}^{(2)}$  исправляются вторым внешним кодом скорости 0,82.

В работе также описано усовершенствование данного декодера, использующее списки и метрику надёжности принятых символов пространственно-временных кодов. Данное усовершенствование аналогично использованию декодера по обобщённому минимальному расстоянию (англ. GMD — Generalised Minimum Distance) для внешних кодов. Компьютерное моделирование показало, что использование этого декодера позволяет выиграть 0,2 дБ по сравнению с использованием описанного ранее.

В разделе 3.3 приведены результаты имитационного моделирования предложенной обобщённой каскадной конструкции.

Для сравнения была выбрана простая каскадная конструкция. Её внутренний код — Golden код с модуляцией КАМ-16 (такой же, как в предложенной обобщённой каскадной конструкции). Её внешний код —  $[1024, 708, 317]_{2^{16}}$  код

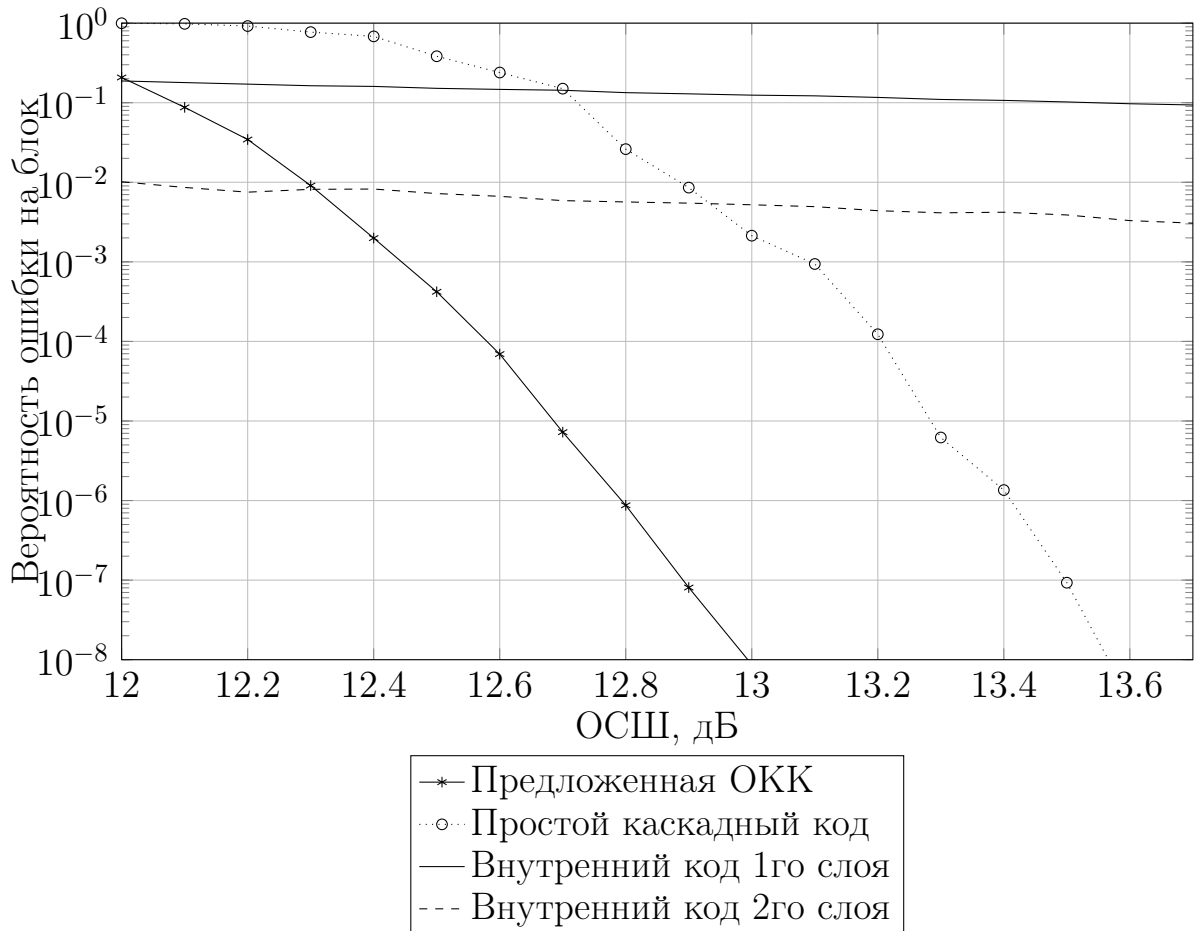


Рис. 3.3. Корректирующая способность предложенной конструкции

Рида-Соломона. Длина и скорость такого каскадного кода равны длине и скорости предложенной конструкции. Результат их сравнения методом имитационного моделирования представлен на рис. 3.3. Такая конструкция проигрывает предложенной 0.6 дБ несмотря на использование оптимального внешнего кода (кода Рида-Соломона). Причиной тому является отсутствие возможности учесть структуру внутреннего кода во время декодирования внешнего кода.

Результаты третьей главы опубликованы в работах [2, 4, 5].

### Выводы к главе 3

- Описан алгоритм декодирования обобщённого каскадного кода.
- Предложен алгоритм декодирования обобщённого каскадного кода по обобщённому минимальному расстоянию (GMD-декодер).
- Методом имитационного моделирования показано, что предложенная обобщённая каскадная конструкция имеет лучшую корректирующую способность, чем простая каскадная конструкция.



**В Заключении** обобщены полученные в диссертационной работе результаты и сделаны выводы.

**Основные результаты:**

1. Исследована конструкция PF- и PRF-кодов, основанная на столбцах матрицы Адамара.
2. Построены верхняя и нижняя границы мощности PF- и PRF-кодов.
3. Разработана метрика надёжности для пространственно-временных кодов, декодируемых сферическим декодером.
4. Построена нетривиальная нижняя граница для вероятности неправильного декодирования произведения кодов.
5. Разработан новый алгоритм декодирования произведения кодов.
6. Предложена обобщённая каскадная конструкция для систем многоантенных передачи и приёма.

**В Приложении** рассматриваются подмножества поля  $F_{2^m}$  с фиксированной суммой элементов, использование которых полезно при построении PF- и PRF-кодов.

**Список публикаций в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК**

1. Крещук А.А., Давыдов А.А., Зяблов В.В. Коды для многоантенной передачи и приема на основе ортогональных последовательностей // Проблемы передачи информации. — 2011. — Т. 47, № 4. — С. 3–26.
2. Kreshchuk A.A., Zyablov V.V. Generalized concatenated system with embedded space-time codes for MIMO systems // Journal of Communications Technology and Electronics. — 2014. — Vol. 59, no. 12. — P. 1489–1500.
3. Kreshchuk Alexey, Potapov Vladimir. On some MIMO coded modulations based on Hadamard matrices // The XIII International Symposium “Problems

of Redundancy in Information and Control Systems” / IEEE. — 2012. — P. 35–36.

4. Kreshchuk A., Zyablov V. Embedded space-time block codes for concatenated systems // Problems of Redundancy in Information and Control Systems (REDUNDANCY), 2014 XIV International Symposium on. — 2014. — June. — P. 62–65.
5. Kreshchuk A., Zyablov V. Generalized concatenated MIMO system with GMD decoding // 8th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing. — 2014. — August. — P. 259–263.

### **Список публикаций в других изданиях**

6. Крещук А.А. Кодовая конструкция для систем ММО, основанная на подмножестве строк матрицы Адамара // Информационные технологии и системы - 2010. — 2010. — 9. — С. 104–107.
7. Крещук А.А. Сравнение алгоритмов декодирования кода Рида-Соломона, исправляющих стирания и несколько ошибок // Информационные технологии и системы - 2011. — 2011. — 10. — С. 130–134.
8. Крещук А.А. Применение кодов с обобщённой локализацией ошибок в системах с многоантенной передачей и приёмом // Информационные технологии и системы - 2013. — 2013. — 9. — С. 491–494.
9. Крещук А.А., Зяблов В.В. Нижняя граница на вероятность ошибочного итеративного декодирования кодов-произведения // Информационные технологии и системы - 2014. — 2014. — Сентябрь. — С. 451–453.
10. Kreshchuk A., Zyablov V., Ryabinkin E. A new iterative decoder for product codes // Fourteenth International Workshop on Algebraic and Combinatorial Coding Theory ACCT2014. — 2014. — September. — P. 211–214.

*Научное издание*

Крещук Алексей Андреевич

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук на тему:

Разработка каскадных сигнально-кодовых конструкций для систем  
многоантенных передачи и приёма