

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ»

Вестник СибГУТИ Том 18, № 4, 2024

Выпускается ежеквартально, выходит с 2007 г.

Учредитель –

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

И. о. председателя редакционного совета: А. В. Ефимов, к. т. н., доцент

Редакционный совет:

С. С. Абрамов, д.т.н., доц.	В. И. Носов, д.т.н., проф.
В. Б. Барахнин, д.т.н., доц.	С. В. Поршнева, д.т.н., проф.
В. М. Белов, д.т.н., проф.	А. С. Родионов, д.т.н., доц.
В. Н. Васюков, д.т.н., проф.	А. И. Романенко, д.ф.-м.н., проф.
В. Ю. Васильев, д.х.н., доц.	Б. Я. Рябко, д.т.н., проф.
Н. И. Горлов, д.т.н., проф.	И. И. Рябцев, д.ф.-м.н., чл.-корр. РАН
Н. Л. Казначеева, д.э.н., доц.	Э. Сименс, д.т.н.
В. С. Канев, д.т.н., проф.	О. В. Стукач, д.т.н., доц.
А. И. Карпович, д.э.н., проф.	В. К. Трофимов, д.т.н., проф.
М. Г. Курносков, д.т.н., проф.	А. И. Фалько, д.т.н., проф.
В. В. Лебединцев, д.т.н., проф.	С. В. Федоренко, д.т.н., доц.
А. В. Лихачёв, д.т.н.	Б. Г. Хаиров, д.э.н., доц.
С. Н. Мамоиленко, д.т.н., доц.	А. Г. Черевко, к.ф.-м.н., доц.
О. Г. Мелентьев, д.т.н., проф.	С. В. Шидловский, д.т.н.
Р. В. Мещеряков, д.т.н., проф.	Ю. И. Шокин, д.ф.-м.н., акад. РАН
И. Г. Неизвестный, д.ф.-м.н., чл.-корр. РАН	В. П. Шувалов, д.т.н., проф.
С. Н. Новиков, д.т.н., доц.	

Редакция:

А. В. Ефимов (и. о. главного редактора), И. О. Орлов (и. о. заведующего редакцией),
С. Р. Мелконян (ответственный редактор), В. А. Павлова (технический и литературный
редактор, компьютерная вёрстка, лингвист-корректор).

Адрес редакции и издателя

630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86

e-mail: vestnik@sibguti.ru

Информация о журнале доступна в сети Internet по адресу <https://vestnik.sibsutis.ru>.

Журнал включён в Перечень ВАК российских рецензируемых научных журналов, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание учёных степеней доктора и кандидата наук.

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия, свидетельство о регистрации ПИ No ФС77-25835 от 29.09.2006. ISSN 1998-6920. Подписной индекс в каталоге «Урал-Пресс» – 82519.

Дата выхода в свет 20.12.2024. Отпускная (редакционная) цена 750 руб.

Отпечатано в типографии Альфа по адресу: 630015, г. Новосибирск, ул. Шишкина, д. 3.

Бумага офсетная, формат А4. Тираж 300 экз.

© СибГУТИ, 2024 г.

СОДЕРЖАНИЕ

А. М. Синильников, Г. А. Фокин, И. В. Гришин, А. А. Калинкина. Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA.....	3
Н. И. Петров, Т. Л. Антонова, М. Э. Суняева. Методика расчета напряженно-деформированного состояния деталей двигателя внутреннего сгорания в системе SolidWorks.....	22
А. А. Калачиков, И. И. Резван, А. В. Стенин. Исследование влияния эффекта устаревания канала связи на характеристики прекодирования в системе MU-MISO при различной скорости перемещения абонентов.....	32
Г. Е. Эдель, М. Е. Сукотнова. Алгоритм для автоматического удаления статичных погодных явлений на основе билатерального фильтра.....	43
А. Ю. Овчаренко. Результаты по целочисленным графам.....	52
К. Э. Григорьев, В. С. Канев, А. Н. Полетайкин. Интегрированная с API байесовская модель управления рисками на базовых станциях сети сотовой связи.....	62
Д. А. Гончаров, И. Н. Максимов, О. Г. Мелентьев. Алгоритм символьной синхронизации по отсчетам комплексной огибающей с элементами адаптивности для модуляции DQPSK.....	76
В. П. Шувалов, Б. П. Зеленцов, И. Г. Квиткова. О влиянии на цикл деградации оптического кабеля метода восстановления связи путем соединения кабеля в месте обрыва.....	87

Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

А. М. Синильников¹, Г. А. Фокин², И. В. Гришин², А. А. Калинкина²

¹ Национальный исследовательский центр телекоммуникаций имени М. И. Кривошеева

² Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Аннотация: В работе производится анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением пользователей по мощности. Производится оценка влияния погрешности оценивания параметров канала на вероятность ошибок на символ при процедуре последовательного устранения помех на приемной стороне и пропускную способность системы связи. С целью повышения спектральной эффективности системы связи выводятся выражения, обеспечивающие справедливое распределение мощности между пользователями.

Ключевые слова: неортогональный множественный доступ, спектральная эффективность, справедливое распределение мощности, суперпозиционное кодирование, последовательное устранение помех, PD-NOMA, SC, SIC, FPA

Для цитирования: Синильников А. М., Фокин Г. А., Гришин И. В., Калинкина А. А. Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 3–21. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-3-21>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Синильников А. М., Фокин Г. А.,
Гришин И. В., Калинкина А. А., 2024

Статья поступила в редакцию 27.12.2023;
переработанный вариант – 27.02.2024;
принята к публикации 03.04.2024.

1. Введение

В настоящее время к технологии неортогонального множественного доступа NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) приковано пристальное внимание исследователей. Применение данной технологии по сравнению с классическими технологиями ортогонального множественного доступа ОМА (Orthogonal Multiple Access) позволяет значительно повысить спектральную эффективность и увеличить общую пропускную способность систем беспроводной связи с целью удовлетворения всё более возрастающих требований к количеству одновременно обслуживаемых пользовательских устройств и более справедливому распределению между пользователями ресурса, предоставляемого оператором. В зависимости от того, используется ли блок частотных или/и временных ресурсов одним или несколькими пользователями, технологии множественного доступа (МД) подразделяются на технологии ортогонального (ОМА) и неортогонального (NOMA) МД.

К ОМА относят технологии МД с частотным FDMA (Frequency Division Multiple Access), временным TDMA (Time Division Multiple Access), кодовым CDMA (Code Division

Multiple Access), а также ортогональным частотным OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) разделением каналов, в котором сигналы различных пользователей являются ортогональными в частотном, временном, кодовом и частотно-временном доменах соответственно.

Достоинством технологий ортогонального МД является относительная простота выделения сигналов отдельных пользователей из групповых и, следовательно, простота схем приёмо-передающего оборудования.

Недостатком технологии ортогонального МД является недостаточно эффективное использование предоставляемого для передачи данных частотно-временного ресурса. В системах ОМА каждая единица имеющегося частотно-временного ресурса отводится под передачу данных только одного пользователя, для которого она может оказаться избыточной, в то время как другие пользователи будут наблюдать дефицит данного ресурса.

Совместное использование единицы ресурса несколькими пользователями нарушает ортогональность между сигналами, однако позволяет обеспечить более эффективное распределение ресурса между различными одновременно активными пользователями и, таким образом, способствует повышению совокупной пропускной способности системы радиосвязи.

Технология NOMA обеспечивает широкие возможности одновременного подключения различных пользователей и отвечает их различным требованиям к качеству обслуживания.

В настоящее время существующие методы неортогонального МД можно разделить на две основные категории: 1) NOMA в кодовом домене; 2) NOMA в мощностном домене.

К NOMA в кодовом домене относят: МД с решетчатым кодированием TCMA (Trellis Coded Multiple Access) [1] и CDMA на основе последовательностей с низкой плотностью сигнатур LDS (Low-Density Signatures) [2]. Эти решения дополняются недавно предложенной технологией многопользовательского совместного доступа MUSA (Multi-User Shared Access) [3, 4], МД с разделением шаблонов PDMA (Pattern-Division Multiple Access) [5], а также МД с разреженным кодированием SCMA (Sparse Code Multiple Access) [6].

На сегодняшний день практическое использование технологии неортогонального МД с разделением по мощности PD-NOMA (Power Domain Nonorthogonal Multiple Access) в сетях мобильной связи ограничено требованиями высокой вычислительной мощности для реализации в режиме реального времени алгоритмов суперпозиционного кодирования на передаче и последовательного подавления помех на приеме. Однако наблюдаемый в последние годы рост вычислительной мощности как пользовательских устройств UE, так и базовых станций NB даёт все основания полагать, что практическая реализация технологии NOMA станет возможной в среднесрочной перспективе. Целью данной работы является анализ эффективности технологии неортогонального МД и оценка выигрыша PD-NOMA по сравнению с ОМА. В подразделе 2.1 приводится описание технологии неортогонального МД с разделением по мощности PD-NOMA (Power Domain Nonorthogonal Multiple Access). В разделе 2.2 формализована математическая модель технологии PD-NOMA. В подразделе 2.3 представлена имитационная модель технологии PD-NOMA, на основе которой выполняется анализ сценариев многопользовательского обслуживания, включая процедуры суперпозиционного кодирования и последовательного устранения интерференции SIC (Successive Interference Cancellation). В разделе 3 исследованы способы распределения мощности между несколькими пользователями в технологии PD-NOMA.

2. Технология неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

2.1. Описание технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

Рис. 1 иллюстрирует сценарий мультиплексирования в домене мощности трех одновременно работающих устройств UE. Ключевая идея NOMA в мощностном домене

PD-NOMA [7, 8] заключается в одновременном обслуживании нескольких UE в едином частотно-временном ресурсе с помощью разделения сигналов по мощности. Разделение по мощности реализуется с помощью суперпозиционного кодирования SC (Superposition Coding) в передатчике и последовательного подавления помех SIC в приемнике, что принципиально отличается от классических методов FDMA/TDMA/OFDMA, а также от методов NOMA в кодовом домене.

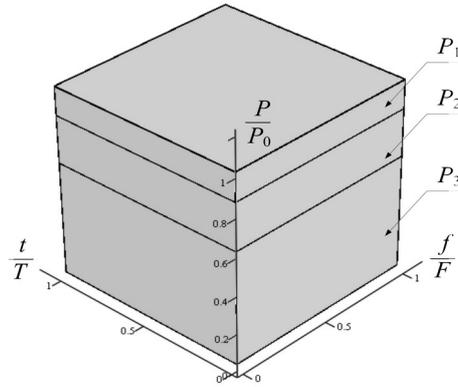


Рис. 1. Распределение ресурсов между конечными пользователями в PD-NOMA

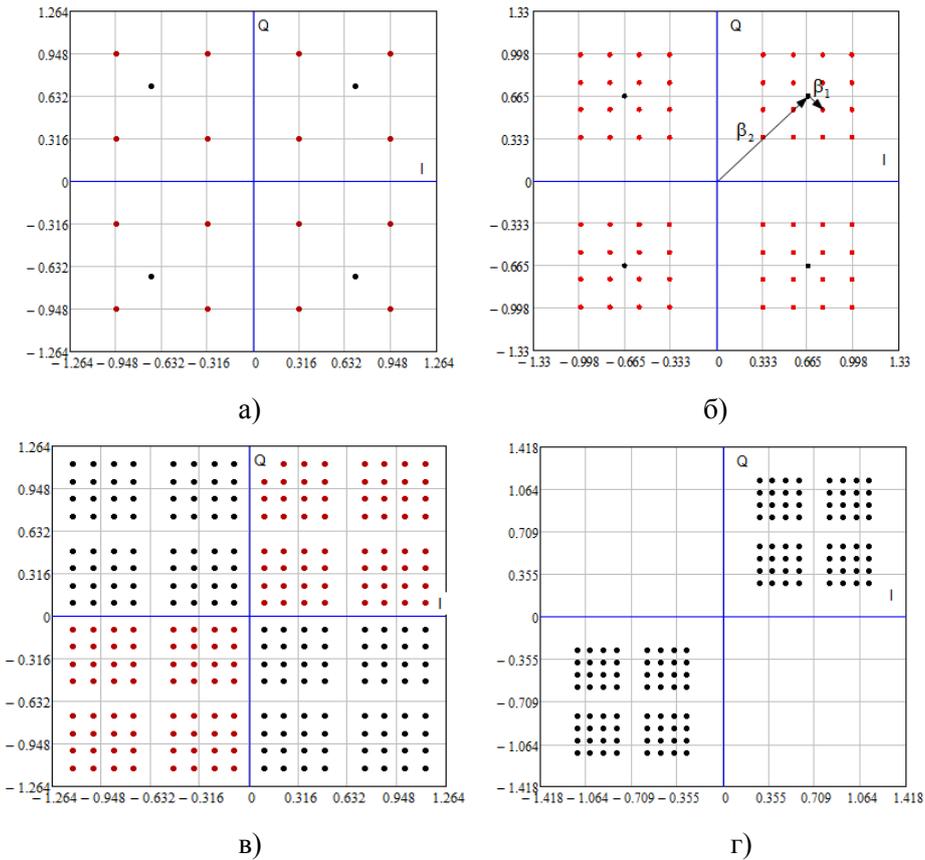


Рис. 2. Сигнальные созвездия: а) Составные: QPSK (чёрный), QAM-16 (красный);
 Совмещённые б) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK ($\beta_1 = 0,116^{0,5}, \beta_2 = 0,884^{0,5}$);
 в) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ $\beta_3 \pi/2$ BPSK ($\beta_1 = 0,042^{0,5}, \beta_2 = 0,208^{0,5}, \beta_3 = 0,750^{0,5}$);
 г) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ β_3 BPSK ($\beta_1 = 0,022^{0,5}, \beta_2 = 0,128^{0,5}, \beta_3 = 0,850^{0,5}$);

Суть суперпозиционного кодирования заключается в формировании совмещенных созвездий символов, получаемых путём взвешенной суммы N составных созвездий, которые используют разные схемы модуляции (фазовую xPSK и квадратурную амплитудную QAM-M), обладающие разной помехоустойчивостью приема. На рис. 2 показаны примеры формирования совмещённых сигнальных созвездий; на рис. 2в разными цветами обозначены созвездия, формируемые в чётные (красный) и нечётные (чёрный) моменты времени; в качестве составных использовались сигнальные созвездия, представленные в пп. 5.1.1–5.1.6 спецификации 3GPP TS 38.211 [9], посвящённой физическим каналам и модуляции в 5G NR.

Далее рассмотрим математическую модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA.

2.2. Математическая модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

Эквивалентный низкочастотный сигнал на выходе передатчика можно представить следующим выражением:

$$\dot{x}(t) = \sum_{n=1}^N \beta_n \dot{S}_n(iT) p(t-iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P} \beta_n \dot{S}_n(iT) e(t-iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT) e(t-iT) = \dot{X}(iT) e(t-iT) \quad (1)$$

где $p(t)$ – импульс со средней мощностью P , длительностью T и энергией $E_s = PT$; $e(t)$ – импульс средней единичной мощности; $\dot{S}_n(iT)$ – символ составного сигнального созвездия пользователя U_n на входе распределителя мощности в отсчётный момент времени iT , $E\{|\dot{S}_n|^2\} = 1$; β_n – коэффициент распределения мощности, $0 \leq \beta_n \leq 1$, $\forall n = 1 \dots N$; $\dot{X}(iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT)$ – символ составного сигнального созвездия пользователя U_n на выходе распределителя мощности в отсчётный момент времени iT_s , где $P_n = P\beta_n^2$. Для коэффициентов распределения мощности справедливо $\sum_{n=1}^N \beta_n^2 = 1$. В процессе передачи сигнал подвергается воздействию шумов и искажений. Эквивалентный низкочастотный сигнал на входе приёмника пользовательского устройства UE_n может быть описан как:

$$\dot{y}_n(t) = \dot{h}_n \dot{x}(t) + \dot{w}_n(t), \quad (2)$$

где $\dot{h}_n = h_n \exp(j2\pi f_0 \Delta t_n)$ – комплексный отклик канала связи между gNB и UE_n ; Δt_n – время распространения сигнала; f_0 – частота несущего колебания; $w_n(t)$ – комплексная составляющая аддитивного белого гауссового шума (АБГШ) с нулевым средним и спектральной плотностью мощности N_0 .

Индексация пользователя n в выражении (1) зависит от условий передачи в канале (2) и определяется согласно правилу: $|\dot{h}_1|^2 > |\dot{h}_2|^2 > \dots > |\dot{h}_N|^2 > 0$. Данные о параметрах канала могут быть получены на основе сигналов информации о состоянии канала CSI (Channel State Information). Распределение мощности между абонентами осуществляется так, что наибольшая доля мощности отводится под передачу ансамблей сигналов абонентам с худшими условиями передачи; по мере увеличения абсолютного значения отклика канала доля выделяемой мощности под передачу уменьшается. Коэффициенты распределения мощности удовлетворяют условию $\beta_1 < \beta_2 < \dots < \beta_n$.

Значения $\dot{S}_n(iT_s)$ в выражении (1) берутся в соответствии с технической спецификацией TS 38.211 [9], в которой для сетей связи пятого поколения определены следующие виды модуляции: BPSK, $\pi/2$ -BPSK, QPSK, QAM-16, QAM-64, QAM-256; представленные виды модуляции обладают различной помехоустойчивостью. Ансамбли с большим количеством сигнальных точек требуют более высокого значения $\gamma = E_b / N_0$, представляющего отношение энергии бита E_b , к спектральной плотности мощности шума N_0 . Для передачи по каналам с более высоким уровнем шума могут быть задействованы ансамбли с меньшим количеством сигнальных точек.

В нисходящей линии связи в приемниках UE_n для детектирования сигнала реализуется процедура последовательного подавления помех SIC, согласно которой для извлечения и последующей регистрации предназначенного для данного пользователя информационного символа пользовательское устройство UE_n последовательно регистрирует и убирает из принятого сигнала символы составных сигнальных созвездий пользователей $n+1 \dots N$, после чего регистрирует предназначенный ему сигнал, который может быть представлен как

$$\hat{S}_n(iT_s) = \dot{h}_n \left(\dot{X}(iT) - \sum_{l=n+1}^N \sqrt{P} \beta_l \bar{S}_l(iT) \right) + \dot{w}_n(iT) = \dot{h}_n \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT) + \dot{h}_n \sum_{m=1}^{n-1} \sqrt{P_m} \dot{S}_m(iT) + \dot{w}_n(iT) \quad (3)$$

где $\hat{S}_n(iT)$ – оценка символа сигнального созвездия пользователя n , $\bar{S}_l(iT)$ – символ составного сигнального созвездия на выходе решающего устройства.

Согласно формализованной выше модели, сигналы $\hat{S}_{n+1} \dots \hat{S}_N$ не рассматриваются как помехи и оцениваются как сигналы, ортогональные сигналам с более высоким уровнем модуляции $\hat{S}_1 \dots \hat{S}_n$. Символы сигнальных созвездий $\hat{S}_1 \dots \hat{S}_{n-1}$, декодирование которых в UE_n не производится, рассматриваются как интерференционная составляющая. Количество требуемых для процедуры последовательного устранения помех SIC вычислений для каждого UE различно и возрастает по мере убывания порядкового номера n . Для UE_1 количество вычислений максимально. При допущении об успешном детектировании и отсутствии ошибок на приёме скорость передачи UE_n для технологии PD-NOMA имеет вид:

$$R_n^{NOMA} \leq W \log_2 \left(1 + P_n |\dot{h}_n|^2 \left(\alpha_{n,1} \sum_{j=1}^{n-1} P_j |\dot{h}_j|^2 + N_0 \right)^{-1} \right) = W \log_2(1 + \gamma_n) \quad (4)$$

где W – отводимая под передачу полоса частот, Гц; $\alpha_{n,i} = 1 - \delta_{n,i}$, $\delta_{n,i}$ – символ Кронекера.

Пользовательское устройство UE_n способно декодировать сообщение для k -го пользователя ($n+1 \leq k \leq N$) при условии, что скорость передачи для данного устройства не меньше, чем скорость передачи к UE_k : $R_n^{NOMA} \geq R_k^{NOMA}$, что достигается при $1 + \gamma_n \geq 1 + \gamma_k$. Далее рассмотрим имитационную модель технологии неортогонального МД PD-NOMA.

2.3. Имитационная модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

С целью сравнения эффективности PD-NOMA будет проведена оценка скорости передачи данных для системы с ортогональным множественным доступом в частотном домене:

$$R_n^{OMA} \leq \chi_n W \log_2 \left(1 + P_n |\dot{h}_n|^2 N_0^{-1} \right) \quad (5)$$

где χ_n – коэффициент распределения частотного ресурса $0 \leq \chi_n \leq 1$, $\forall n = 1 \dots N$.

На рис. 3 представлены графики распределения скоростей передачи трех пользователей для систем неортогонального и ортогонального множественного доступа OFDMA.

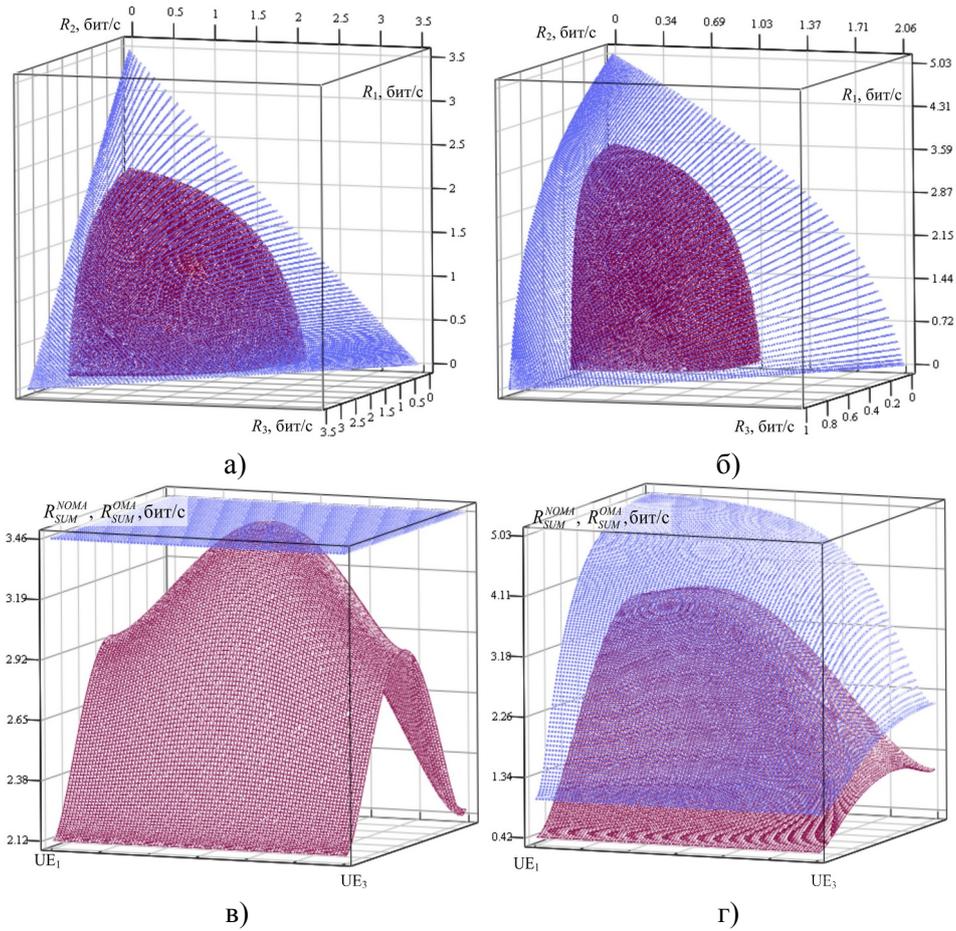


Рис. 3. Скорости передачи данных для NOMA (синий) и OMA (красный) с тремя UE:
 а) $10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$, дБ; б) $10\lg(\gamma_1) = 15$, дБ, $10\lg(\gamma_2) = 5$, дБ, $10\lg(\gamma_3) = 0$, дБ;
 Суммарные скорости для NOMA (синий) и OMA (красный):
 в) $10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$, дБ; г) $10\lg(\gamma_1) = 15$, дБ, $10\lg(\gamma_2) = 5$, дБ, $10\lg(\gamma_3) = 0$, дБ;

Для рассмотренных случаев в таблице 1 приведены значения экстремумов суммарных скоростей.

Таблица 1. Экстремумы суммарных скоростей для случаев NOMA и OMA

Параметр	Соотношение $10\lg(\gamma_n)$, дБ	
	$10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$	$10\lg(\gamma_1) = 15, 10\lg(\gamma_2) = 5, 10\lg(\gamma_3) = 0$
$\min(R_{SUM}^{NOMA})$, бит/с	3,46	1,00
$\max(R_{SUM}^{NOMA})$, бит/с	3,46	5,03
$\min(R_{SUM}^{OMA})$, бит/с	2,12	0,42
$\max(R_{SUM}^{OMA})$, бит/с	3,46	3,69

Приведенные на рис. 3, а и рис. 3, б графики суммарных скоростей были получены для распределения ресурса мощности передачи β_n^2 и частоты χ_n между пользовательскими устройствами согласно сценарию, показанному на рис. 4.

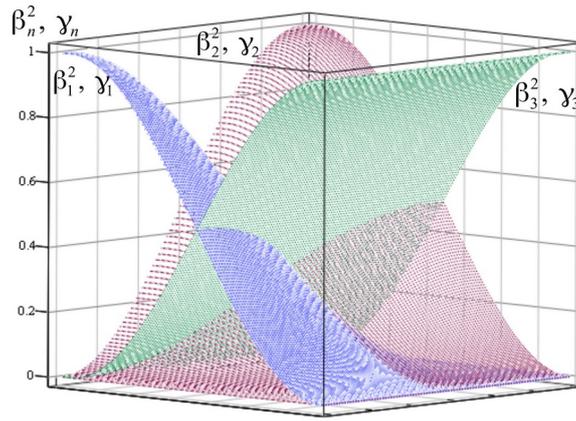


Рис. 4. Зависимость распределения ресурсов между 3 пользовательскими устройствами для нисходящей линии связи

Анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод о том, что равенство суммарных скоростей нисходящих потоков данных для систем OMA и PD-NOMA достигается только в случае равенства отношений $10\lg(\gamma_n)$ для всех пользовательских устройств при условии равномерного распределения ресурсов. В остальных случаях технология PD-NOMA обеспечивает выигрыш в скорости передачи данных по сравнению с технологией OMA.

Корректность процедуры последовательного устранения помех SIC зависит от точности оценки параметров канала $\hat{h}_n = \hat{h}_n + \hat{\epsilon}_n$, где погрешность оценивания параметров $\hat{\epsilon}_n$ является комплексной случайной гауссовой величиной: $\hat{\epsilon}_n \sim CN(0, \sigma_n^2)$. На стороне UE_n в момент времени iT_s оценка символа n -го составного сигнального созвездия может быть описана как:

$$\begin{aligned} \hat{S}_n(iT_s) &= \sum_{m=1}^N \hat{h}_n \sqrt{P_m} \dot{S}_m(iT_s) - \hat{h}_n \sum_{l=n+1}^N \sqrt{P_l} \bar{S}_l(iT_s) + \dot{w}_n(iT_s) = \\ &= \hat{h}_n \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT_s) + \hat{h}_n \sum_{m'=1}^{n-1} \sqrt{P_{m'}} \dot{S}_{m'}(iT_s) + P \sum_{l=1}^N \hat{\epsilon}_n \dot{S}_l(iT_s) + \dot{w}_n(iT_s) \end{aligned} \quad (6)$$

Третье слагаемое в выражении (6) представляет собой не полностью скомпенсированные интерференционные составляющие, обусловленные погрешностью оценивания параметров радиоканала. Тогда значение γ_n в (4) преобразуется к виду:

$$\gamma_n = |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_j + \alpha_{n,N} \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1}. \quad (7)$$

В выражении (6) предполагается, что принятие решения о значении символа l -го составного сигнального созвездия (где $l = n+1 \dots N$) осуществляется без ошибок. Это предположение даёт возможность считать, что $\bar{S}_l(iT_s) = \dot{S}_l(iT_s)$. Однако, в результате воздействия шума и интерференционных составляющих оценка сигнала для l -го пользователя может выйти за границы области принятия правильного решения $\hat{S}_l(iT_s) \notin \Omega_l$, что приведёт к ошибке решающего устройства. Таким образом, при реализации процедуры SIC из принимаемого сигнала будет вычитаться не \bar{S}_l^q , а \bar{S}_l^r l -го составного сигнального созвездия, что может привести к последующему накоплению ошибок при проведении процедуры SIC.

С целью определения влияния погрешности $\hat{\epsilon}_n$ оценки импульсного отклика канала на вероятность ошибки решающего устройства было выполнено имитационное моделирование процедуры последовательного устранения помех при совместном использования частотно-временного ресурса тремя пользователями. При моделировании рассматривались два

сценария: обработка сигналов при точном оценивании параметров канала и при наличии погрешности $\hat{\varepsilon}_n$.

Составное сигнальное созвездие формировалось согласно варианту в), представленному на рис. 2. При проведении моделирования параметры канала принимались неизменными. Длина тестовой последовательности составила 10^5 символов. Обработываемая устройствами UE₁–UE₃ принимаемая тестовая последовательность является идентичной для всех устройств. Для сгенерированной погрешности оценивания параметров канала $\hat{\varepsilon}_n$ выполнялось условие $\sigma_n^2/|\hat{h}_n|^2=0,05$. Результаты моделирования представлены на рис. 5 и в табл. 2.

Таблица 2. Результаты эксперимента

Оценка отклика канала	UE _n	10lg(γ_n), дБ	N_{out}	SER
$\hat{h}_n = \dot{h}_n$	UE ₁	23,08	0	0
	UE ₂	7,88	0	0
	UE ₃	6,04	0	0
$\hat{h}_n = \dot{h}_n - \varepsilon_n$	UE ₁	12,46	1409	$1,41 \cdot 10^{-1}$
	UE ₂	7,73	0	0
	UE ₃	6,04	0	0

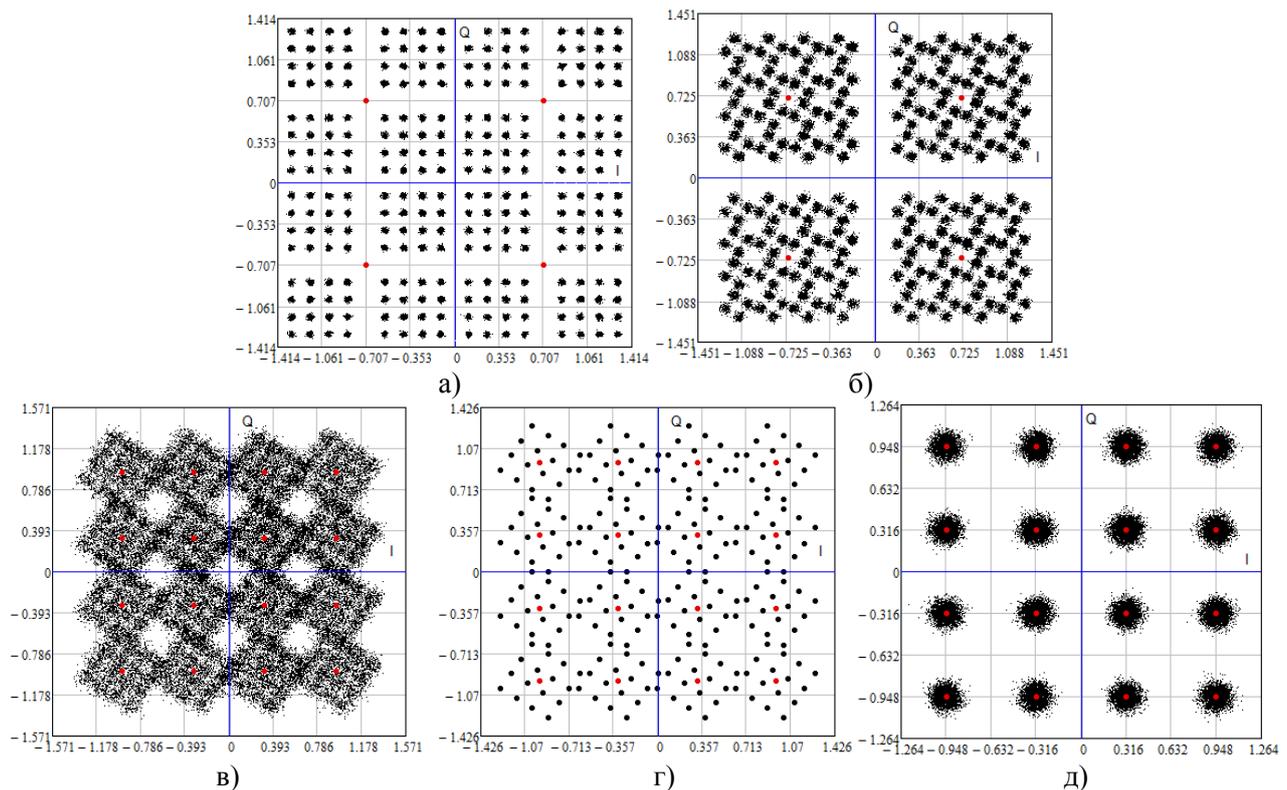


Рис. 5. Вид сигнальных созвездий при последовательном выполнении процедуры SIC

для β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ β_3 $\pi/2$ BPSK, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

- а) для 3-го пользователя; б) для 2-го пользователя; в) для 1-го пользователя; г) сигнальное созвездие 1-го пользователя при отсутствии шумовой составляющей; д) сигнальное созвездие 1-го пользователя при отсутствии интерференционной составляющей

Как видно из рис. 5, погрешность оценивания $\hat{\varepsilon}_n$ привела к появлению межканальной интерференции и снижению величины $10\lg(\gamma_1)$ на 10,62, дБ по сравнению с первым сценарием. Влияние интерференции проявляется в виде появления сосредоточенных в

области точек исходного сигнального созвездия дополнительных созвездий, точки которых выходят за границы области принятия правильного решения (рис. 5, г), что приводит к возникновению символьных ошибок. Для случая отсутствия шумовой составляющей (рис. 5, г) вероятность символьной ошибки SER составила 0,25. Наличие шумовой составляющей привело к снижению вероятности символьной ошибки до величины $1,41 \cdot 10^{-1}$ (табл. 2).

Уменьшение погрешности оценивания $\hat{\epsilon}_n$ оценки импульсного отклика канала в 2 раза по модулю (результаты моделирования в данном случае не представлены) показало увеличение величины $\Delta 10\lg(\gamma_i) \approx 4,5 \dots 6,0$ дБ. Вероятность символьной ошибки SER варьировалась в диапазоне значений $2 \cdot 10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-4}$.

Полученные в ходе моделирования оценки коррелируют с асимптотическими выражениями вероятностей символьных ошибок, графики которых представлены на рис. 6.

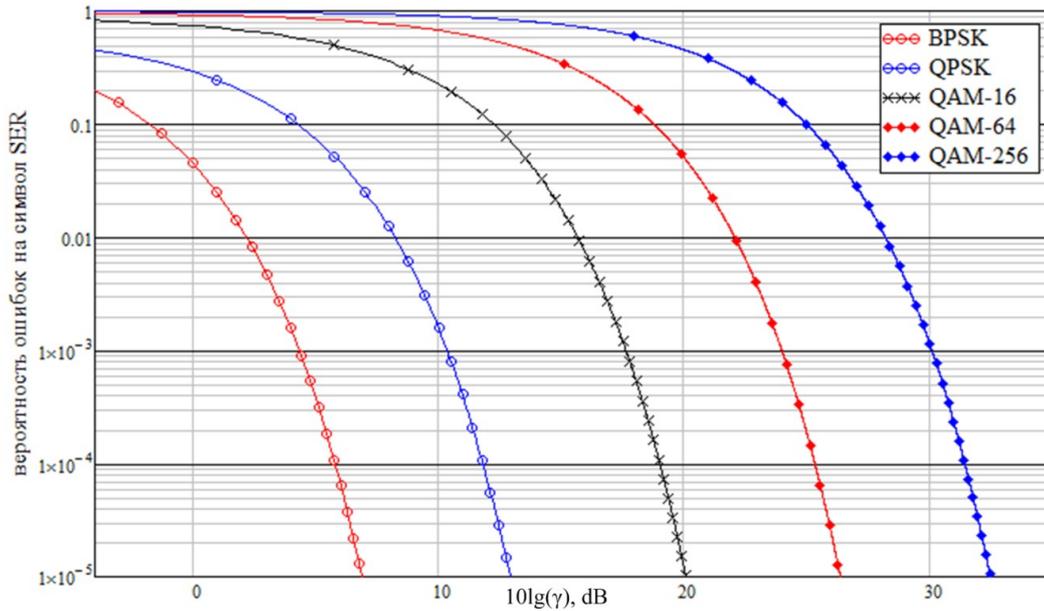


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибок на символ SER от соотношения $10\lg(\gamma_n)$

Асимптотические выражения вероятности ошибок на символ SER BPSK, а также созвездий QPSK и QAM- M , где $M = 2^{2^m}$, имеют вид [10]:

$$\Pr_{e, BPSK} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2-1} \gamma_n}\right) = Q(\sqrt{2 \gamma_n}), \quad M=2, \quad (8)$$

$$\Pr_{e, QAM-M} = 4 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right] Q(k \sqrt{\gamma_n}) - 4 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right]^2 Q^2(k \sqrt{\gamma_n}), \quad (9)$$

где $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp(-0.5 u^2) du$ – Q-функция; $k = \sqrt{1.5(2^{2^m}-1)}$ – масштабирующий коэффициент [9]. Графики зависимости битовых ошибок для рассмотренных сценариев представлены на рис. 7.

Рис. 7, а и рис. 7, в соответствуют случаю равных условий передачи в каналах для трёх пользователей. Рис. 7, б, и рис. 7, г приведены для условий передачи в канале: $|\dot{h}_1| = 2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2| = 1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3| = 0,05 \cdot 10^{-3}$. Представленные на рис. 7, в и рис. 7, г графики вероятностей битовых ошибок для сценария равномерного распределения мощностей между пользователями принимают значения, делающим передачу данных невозможной.

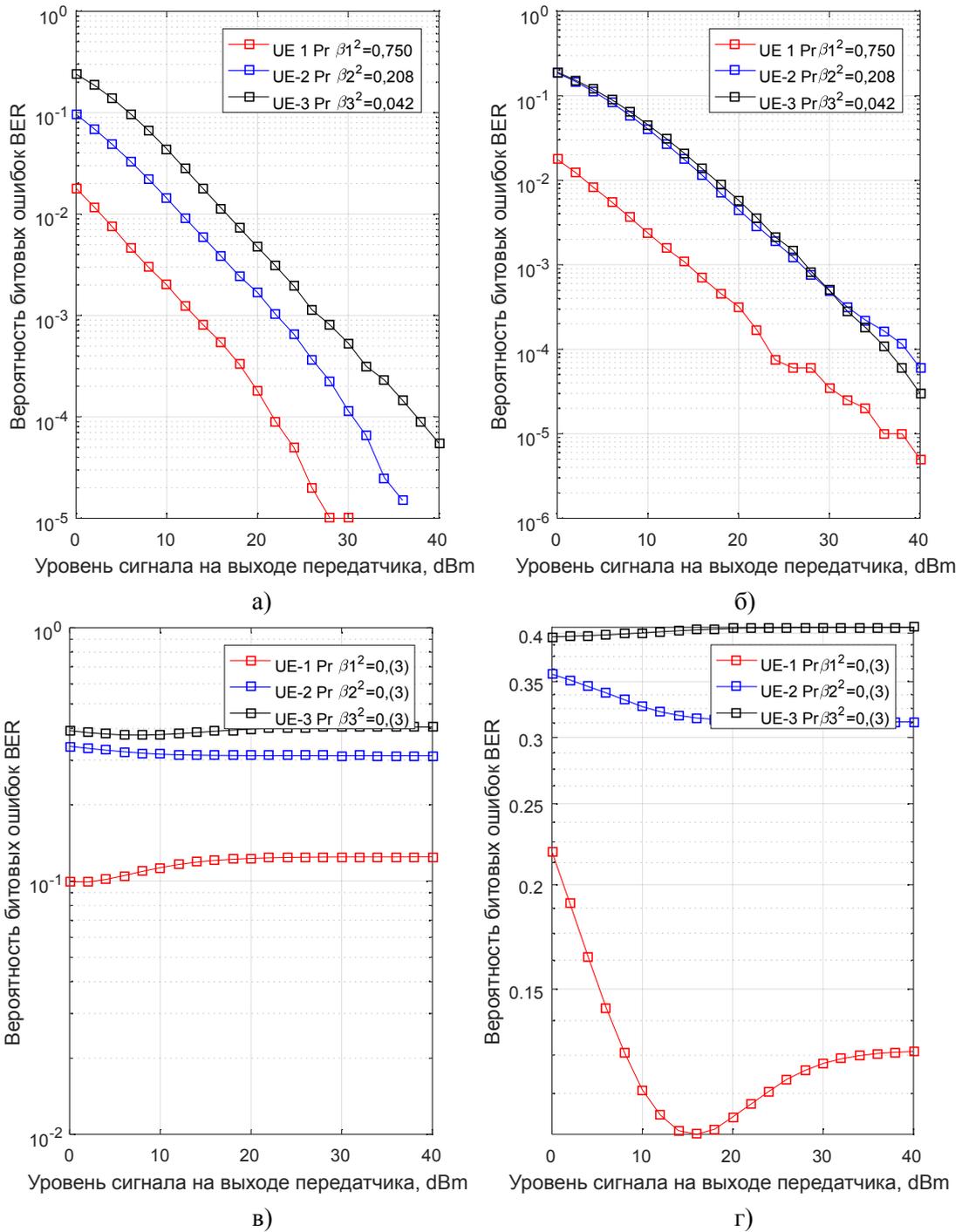


Рис. 7. Вероятности ошибок на бит BER для разных коэффициентов распределения мощности

а) $|\dot{h}_1|=|\dot{h}_2|=|\dot{h}_3|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

б) $|\dot{h}_1|=2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3|=0,05 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

в) $|\dot{h}_1|=|\dot{h}_2|=|\dot{h}_3|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=\beta_2^2=\beta_3^2=1/3$;

г) $|\dot{h}_1|=2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3|=0,05 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=\beta_2^2=\beta_3^2=1/3$.

На рис. 8 представлены графики зависимости спектральной эффективности от уровня сигнала базовой станции для UE₂ (рис. 8, а) и UE₁ (рис. 8, б) при разных значениях вероятности ошибки на предыдущих этапах процедуры SIC для сценария обслуживания базовой станцией трёх пользовательских устройств, описанного выше.

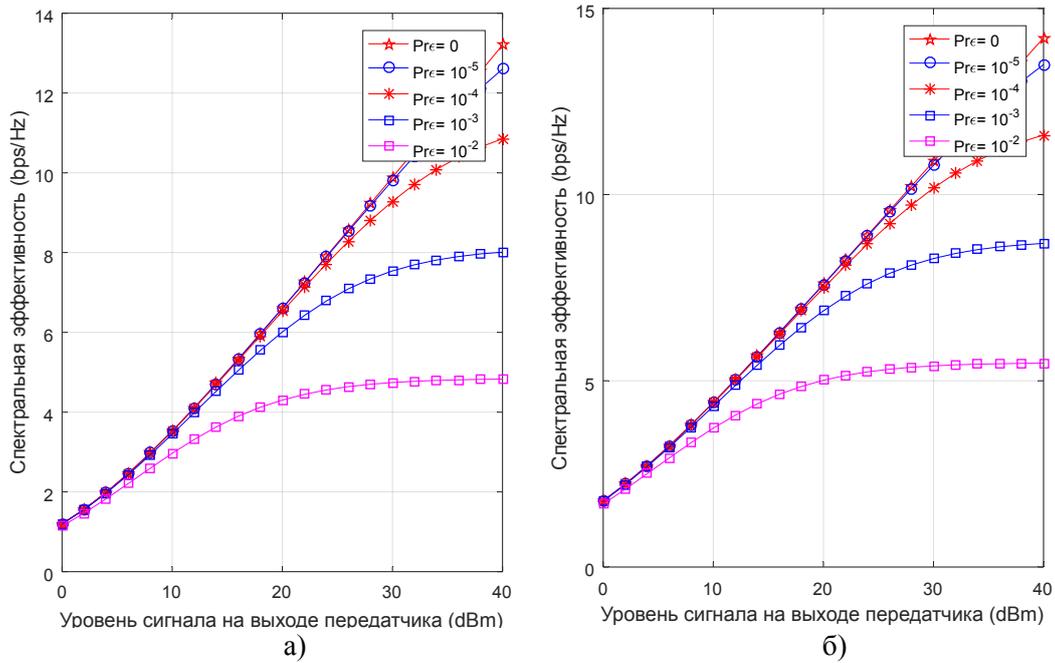


Рис. 8. Графики зависимости спектральной эффективности от уровня сигнала gNB для а) UE2, б) UE1

Как видно из данных, полученных в ходе моделирования, эффективность систем PD-NOMA зависит от выбора коэффициентов распределения мощности. Таким образом, задача оптимального распределения мощности между пользователями является актуальной.

3. Распределение мощности между пользователями в PD-NOMA

3.1. Метод распределения мощности между пользователями в PD-NOMA

В общем виде выражение, описывающее суммарную скорость в нисходящем потоке данных систем PD-NOMA, может быть получено на основе (4,7):

$$R_{\Sigma}^{NOMA} = W \sum_{n=1}^N \log_2(1 + \gamma_n) = W \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_j + \alpha_{n,N} \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1} \right), \quad (10)$$

Существует несколько различных схем распределения мощности, каждая из которых направлена на решение определенной задачи: справедливого распределения мощности между пользователями, максимизацию суммарной скорости, энергоэффективности и др.

Рассмотрим схему справедливого распределения мощности между пользователями FPA (Fair Power Allocation) [11, 12], согласно которой приоритет отдается пользователю с наихудшими параметрами канала, обеспечивая ему передачу данных с требуемой скоростью, после достижения которой вся оставшаяся доступная мощность распределяется между пользователями с лучшими условиями передачи.

При решении задачи (10) должны быть выполнены следующие условия:

1. Для найденных значений P_n, β_n скорость передачи данных в нисходящем потоке для n -го пользователя должна быть не меньше, чем минимально гарантируемая $R_{n,\min}^{NOMA}$:

$$R_{n,\min}^{NOMA} \leq R_n^{NOMA} \leq W \log_2 \left(1 + |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_j + \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1} \right), \quad (11)$$

где $R_{n,\min}^{NOMA}$ – минимальная гарантируемая скорость передачи для n -го пользователя. С целью сокращения последующих выражений обозначим $2^{W^{-1} R_{n,\min}^{NOMA}} = \eta_n$, тогда (11) может быть приведено к виду:

$$g_n(P_1 \dots P_N) = P_n - \frac{\eta_n - 1}{|\hat{h}_n|^2} \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,n}^2 P + N_0 \right) \geq 0 \quad (12)$$

2. Мощность, требуемая на передачу совмещённых сигнальных созвездий, не должна превышать совокупную мощность передатчика:

$$h(P_1 \dots P_N) = P - \sum_{m=1}^N P_m \geq 0, \quad (13)$$

Задача нахождения коэффициентов распределения мощности $(\beta_1^*, \beta_2^*, \dots, \beta_T^*)$ или непосредственно значений мощности для пользователей $P(\beta_1^*, \beta_2^*, \dots, \beta_T^*) = (P_1^*, P_2^*, \dots, P_T^*)^T$ является задачей оптимизации с ограничениями. При этом функции $f(P_1 \dots P_N)$, $g_n(P_1 \dots P_N)$ и $h(P_1 \dots P_N)$ являются дифференцируемыми. Из того, что Гессиан целевой функции $f(P_1 \dots P_N)$ является отрицательно определённым, следует, что целевая функция $f(P_1 \dots P_N)$ является вогнутой. Ограничения (12, 13) являются выпуклыми. Вышеперечисленные свойства функций являются достаточными для решения задачи методом множителей Лагранжа при условиях Каруша – Куна – Таккера (ККТ) [13, 14], где функция Лагранжа принимает вид:

$$L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda_1 \dots \lambda_N) = f(P_1 \dots P_N) + \sum_{n=1}^N \mu_n g_n(P_1 \dots P_N) + \lambda h(P_1 \dots P_N), \quad (14)$$

где μ_n и λ являются неотрицательными множителями Лагранжа.

Взятие частных производных функции Лагранжа даёт:

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial P_n} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} + \frac{\partial \left(\sum_{k=1}^N \mu_k g_k(P_1 \dots P_N) \right)}{\partial P_n} + \lambda \frac{\partial h(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} =, \quad (15)$$

$$= \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} + \left(\mu_n - \alpha_{n,N} \sum_{m=n+1}^N \mu_m (\eta_m - 1) \right) - \lambda$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_n} = P_n - (\eta_n - 1) \left(\sigma_{\varepsilon,n}^2 P + \frac{\alpha_{n,1} \sum_{m=1}^{n-1} P_m + N_0}{|\hat{h}_n|^2} \right) = \frac{\partial \sum_{k=1}^N \mu_k g_k(P_1 \dots P_N)}{\partial \mu_n}. \quad (16)$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \lambda} = -\lambda = \lambda \frac{\partial h(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n}. \quad (17)$$

Согласно условиям ККТ,

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_{N-1}} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_{N-1}} + \mu_{N-1} - \mu_N (\eta_N - 1) - \lambda = 0. \quad (18)$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_{N-1}} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_N} + \mu_N - \lambda = 0. \quad (19)$$

Откуда

$$\mu_N \eta_N - \mu_{N-1} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_{N-1}} - \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_N}. \quad (20)$$

Правая часть равенства (20) имеет вид:

$$\frac{\partial f(\cdot)}{\partial P_{N-1}} - \frac{\partial f(\cdot)}{\partial P_N} = \frac{|\dot{h}_{N-1}|^2 (\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0) - |\dot{h}_N|^2 (\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0)}{\left(|\dot{h}_{N-1}|^2 \sum_{m=1}^{N-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0 \right) \left(|\dot{h}_N|^2 \sum_{m=1}^{N-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0 \right)}. \quad (21)$$

Поскольку для каналов N и $N-1$ выполняется условие $|\dot{h}_{N-1}|^2 > |\dot{h}_N|^2$, то разница частных производных целевой функции (21) является положительной, следовательно, $\mu_N \eta_N - \mu_{N-1} > 0$, и, согласно условиям ККТ, величины μ_{N-1} , μ_N и λ являются положительными,

что приводит к выводу о том, что неравенства-ограничения $g_{N-1}(P_1...P_N)$, $g_N(P_1...P_N)$ и $h(P_1...P_N)$ являются активными. Таким образом, выражения, описывающие процедуры расчета мощностей для $N-1$ и N пользователей, имеют вид:

$$P_n - |\hat{h}_n|^{-2} (\eta_n - 1) \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,n}^2 P + N_0 \right) = 0, \quad n = N-1, N \quad (22)$$

$$P_N = \frac{(\eta_N - 1)P}{\eta_N} + \frac{(\eta_N - 1)(\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0)}{\eta_N |\hat{h}_N|^2} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} P_{N-1} &= \frac{\eta_{N-1} - 1}{|\hat{h}_{N-1}|^{-2}} \left(|\hat{h}_{N-1}|^2 \sum_{m=1}^{N-2} P_j + \sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0 \right) = \\ &= (\eta_{N-1} - 1) \left(P - P_N - P_{N-1} + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) = \frac{(\eta_{N-1} - 1)}{\eta_{N-1}} \left(P - P_N + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) = \\ &= \frac{(\eta_{N-1} - 1)}{\eta_{N-1}} \left(\left(P + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) - \frac{(\eta_N - 1)}{\eta_N} \left(P + \frac{\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0}{|\hat{h}_N|^2} \right) \right) \end{aligned} \quad (24)$$

В общем виде формулы для мощностей могут быть получены из выражений (23, 24):

$$P_{N-k} = \frac{\eta_{N-k} - 1}{\eta_{N-k}} \left(P - \alpha_{N-k,N} \sum_{l=N-k+1}^N P_l + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-k}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-k}|^2} \right), \quad k = 0 \dots N-1 \quad (25)$$

$$P_{N-k} = \frac{\eta_{N-k} - 1}{\eta_{N-k}} \left(\frac{P}{\prod_{l=N-k}^N \eta_l} + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-k}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-k}|^2} + \sum_{m=N-k+1}^N \frac{(\eta_m - 1)(\sigma_m^2 P + N_0)}{|\hat{h}_m|^2 \prod_{o=N-k}^m \eta_o} \right), \quad (26)$$

Коэффициент распределения мощности β_n , на который умножается составное сигнальное созвездие для n -го пользователя, связан с мощностью P_n соотношением $\beta_n = \sqrt{P_n P^{-1}}$, $n = 1 \dots N$.

3.2. Модель распределения мощности между пользователями в PD-NOMA

С целью проверки работоспособности схемы FPA при организации неортогонального множественного доступа был проведён ряд вычислительных экспериментов, результаты которых далее представлены в виде графиков. Приём и регистрация сигналов осуществлялись для двух сценариев: наличия точных сведений о параметрах канала и данных об импульсном отклике канала, полученных с некоторой погрешностью.

Ряд исходных данных для проведения эксперимента представлен ниже: количество пользователей: $N = 4$; тип канала – Релеевский; минимально гарантируемая скорость передачи $R_{n,\min}^{NOMA}$: 2, Мбит/с; 1, Мбит/с; полоса пропускания: $W = 1$, МГц; дисперсия оценки параметров канала: $\sigma_{\varepsilon,1}^2 / |\hat{h}_1|^2 = 0,016$; $\sigma_{\varepsilon,2}^2 / |\hat{h}_2|^2 = 0,016$; $\sigma_{\varepsilon,3}^2 / |\hat{h}_3|^2 = 0,040$; $\sigma_{\varepsilon,4}^2 / |\hat{h}_4|^2 = 0,026$.

На рис. 9 представлены результаты расчётов мощностей сигналов, коэффициентов распределения мощности и пропускной способности систем PD-NOMA для случая точной оценки параметров каналов. Графики, представленные на рис. 10, 11, получены для сценария, когда оценивание параметров канала производится с погрешностью.

Примечание: шкалы измерений для кривых красного цвета на рис. 9–11 с индексом б, в, располагаются справа.

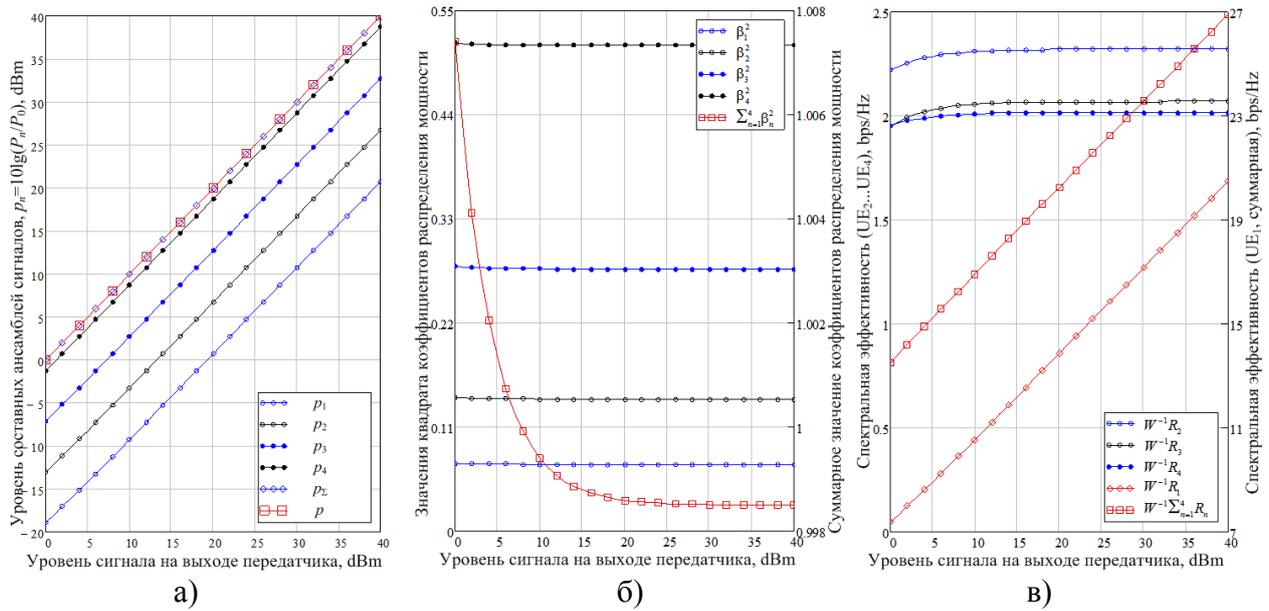


Рис. 9. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария точной оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 2$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

Как видно из рис. 9, установленные ограничения по скорости передачи (11) и суммарной мощности (13) начинает выполняться, начиная с некоторого порогового значения уровня сигнала на выходе передатчика ($p = 10 \lg(P/P_0)$, дБм). На рис. 9, б пороговое значение для ограничений по мощности составило 8, дБм. На рис. 9, в пороговое значение для ограничений по минимально допустимой скорости передачи также составило 8, дБм. Пороговое значение определяется количеством пользователей и соотношениями между импульсными откликами каналов между gNB и UE_n. Вопрос оптимального количества пользователей, использующих единый частотно-временной ресурс в системах PD-NOMA, является отдельной темой исследований.

Влияние погрешности оценивания параметров каналов связи можно проследить по графикам, представленным на рис. 10 и 11. Как видно из рис. 10, а и рис. 10, б, полученная суммарная мощность превышает бюджет мощности, и значение суммы квадратов коэффициентов распределения колеблется в диапазоне 1,095–1,110. Ограничения по скорости передачи, как видно из рис. 10, в, не выполняются для пользователей 3 и 4.

Для сценария 2 выполнение требуемых ограничений начинает выполняться при снижении значения минимально требуемой скорости передачи с 2 до 1, Мбит/с, что приводит к снижению максимального значения суммарной скорости передачи в 3 раза для рассматриваемого случая. Как видно из рис. 9, в, при точной оценке параметров канала увеличение суммарной скорости передачи в нисходящем потоке данных обеспечивается линейным ростом скорости передачи данных к первому пользователю, что не наблюдается на рис. 10, в и рис. 11, в. Это позволяет сделать вывод о том, что требуемые скорости передачи данных конечным пользователям при фиксированном количестве пользователей могут быть изменены в сторону увеличения; также возможно увеличение количества пользователей, использующих единый частотно-временной ресурс при сохранении требований к минимально допустимой скорости передачи пользователей 1...4.

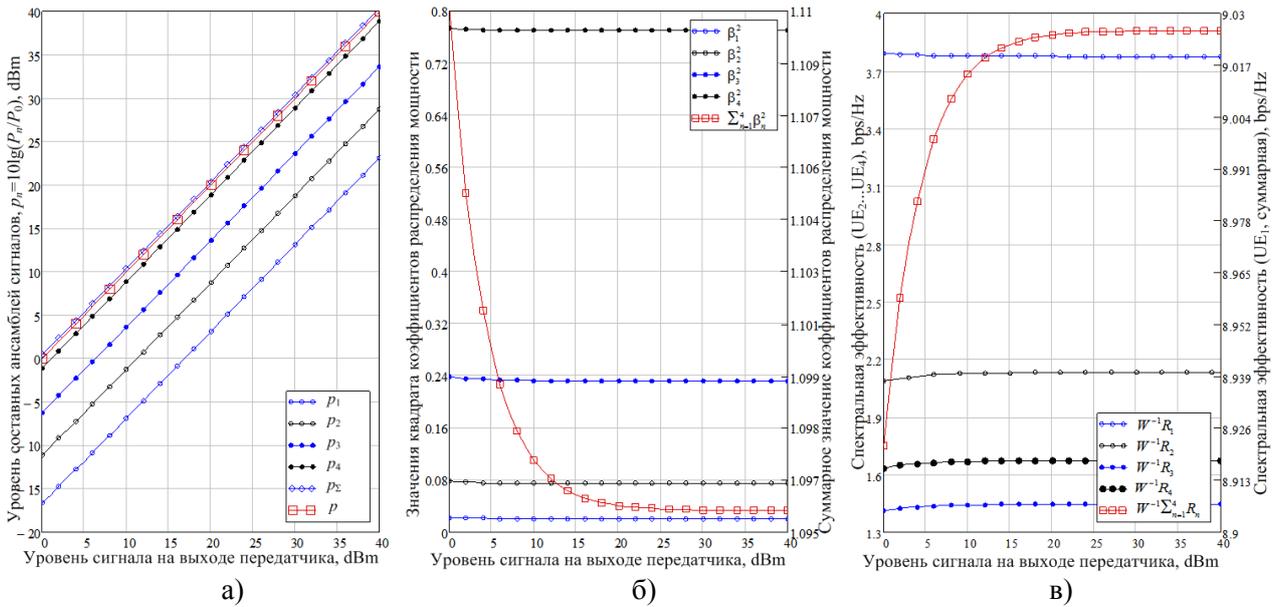


Рис. 10. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария наличия погрешности оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 2$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

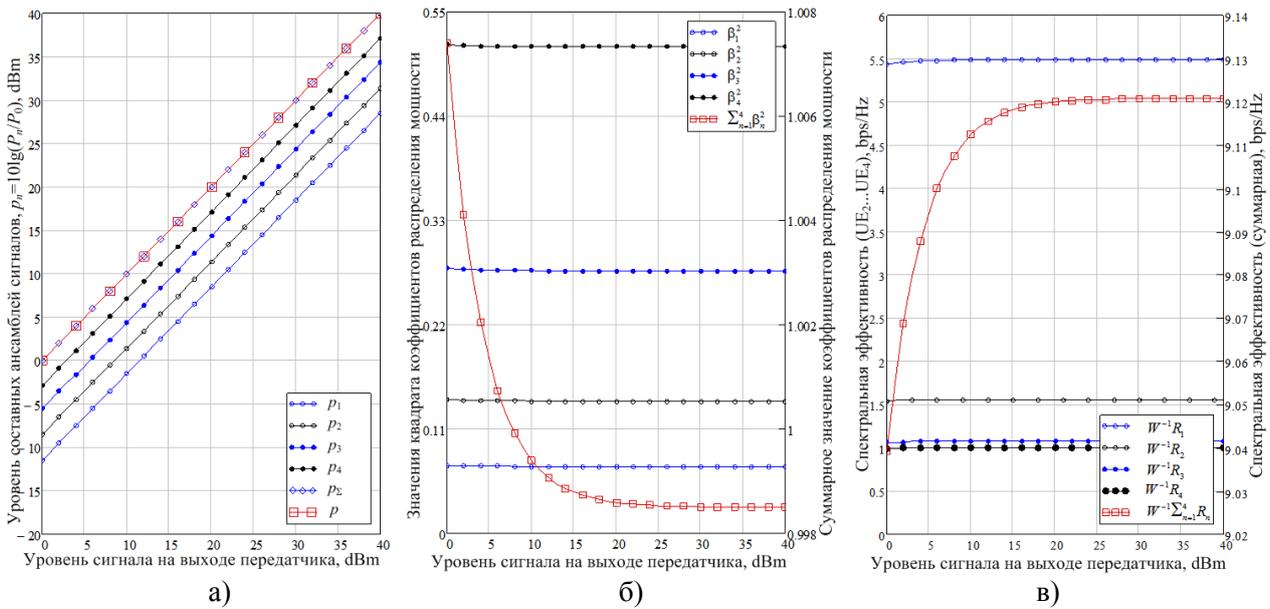


Рис. 11. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария наличия погрешности оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 1$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

4. Заключение

В данной статье был проведён анализ системы множественного доступа основанной на совместном использовании технологии множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA. Оценки спектральной эффективности, произведенные в данной работе, продемонстрировали выигрыш технологии PD-NOMA по сравнению с технологией ортогонального множественного доступа OMA. Анализ влияния оценивания параметров канала на вероятность символьных ошибок при осуществлении процедуры последовательного устранения помех показал, что вероятность символьной ошибки на каждом этапе процедуры SIC может быть рассчитана согласно асимптотическим выражениям.

В работе были выведены выражения для расчёта требуемых мощностей и коэффициентов распределения мощности для метода справедливого распределения мощности между конечными пользователями FPA, который рассматривается как задача нелинейного программирования при условиях Каруша – Куна – Таккера. Разработанная программа имитационного моделирования подтвердила корректность найденных в работе решений.

Литература

1. *F. Brannstrom, T. M. Aulin, and L. K. Rasmussen.* Iterative detectors for trellis-code multiple-access. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 9, pp. 1478–1485, Sep. 2002.
2. *R. Hoshyar, F. P. Wathan, and R. Tafazolli.* Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel. *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 4, pp. 1616–1626, Apr. 2008.
3. *Tao, Yunzheng & Liu, Long & Liu, Shang & Zhang, Zhi.* (2015). A Survey: Several Technologies of Non-Orthogonal Transmission for 5G. *China Communications*. 12. 1-15. doi:10.1109/CC.2015.7315054.
4. *Yuan Z. et al.* Multi-user shared access for internet of things //2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). – IEEE, 2016. – С. 1-5.
5. *S. Chen, B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun, and K. Niu,* “Pattern division multiple access – a novel nonorthogonal multiple access for fifth-generation radio networks”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 4, pp. 3185–3196, Apr. 2016.
6. *S. Chaturvedi, Z. Liu, V. A. Bohara, A. Srivastava and P. Xiao,* "A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 58503-58524, 2022.
7. *L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. L. I, and Z. Wang,* “Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 74–81, Sep. 2015
8. *Benjebbour A.* An overview of non-orthogonal multiple access //ZTE Commun. – 2017. – Т. 15. – №. S1. – pp. 21–30.
9. 3GPP TS 38.211 V18.0.0 (2023-09) NR; Physical channels and modulation
10. *Lee E. A., Messerschmitt D. G.* Digital communication. – Springer Science & Business Media, 2012.
11. *Oviedo J. A., Sadjadpour H. R.* A fair power allocation approach to NOMA in multiuser SISO systems //IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Т. 66. – №. 9. – С. 7974-7985.
12. *M. Atrouche, S. Ayad and B. Mounir,* "Comparative Study of Fairness and Fixed Power allocation Algorithms : In Non-Orthogonal Multiple Access system," 2022 7th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA), Mostaganem, Algeria, 2022, pp. 1-5
13. *Измаилов, А. Ф.* Численные методы оптимизации : учебное пособие / А. Ф. Измаилов, В. М. Солодков. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Физматлит, 2008. – 320 с.
14. *Методы оптимизации : учебник и практикум для бакалавриата и магистратуры / Ф. П. Васильев, М. М. Потапов, Б. А. Будак, Л. А. Артемьева ; под редакцией Ф. П. Васильева.* – Москва : Юрайт, 2016. – 375 с.

Синильников Александр Михайлович

к.т.н., главный инженер научно-технического центра спутниковых систем связи, радиомониторинга и вещания, федеральное государственное автономное учреждение «Национальный исследовательский центр телекоммуникаций имени М. И. Кривошеева», (ФГАУ «НИЦ Телеком», 192029, Санкт-Петербург, пр. Большой Смоленский, д.4), тел. +7 812 305-12-68, e-mail: sinilam01@gmail.com, ORCID ID: 0009-0007-2869-4373.

Фокин Григорий Алексеевич

д.т.н., доцент, профессор кафедры беспроводных технологий и систем, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Гришин Илья Владимирович

к.т.н., доцент кафедры сетей связи и передачи данных, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0009-0007-8162-2328

Калинкина Алла Александровна

аспирант кафедры сетей связи и передачи данных, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-74, e-mail: kalina110694@gmail.com, ORCID ID: 0009-0006-0264-0791

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Analysis of Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology

Alexander M. Sinilnikov¹, Grigoriy A. Fokin², Ilya V. Grishin², Alla A. Kalinkina²

¹ Saint Petersburg branch of Federal State Autonomous Institution

"M. I. Krivosheev National Research Center of Telecommunications"

² The Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT)

Abstract: The work analyzes the Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology. An assessment is made of the influence of the error in estimating channel parameters on the probability of errors per symbol during the procedure for sequential elimination of interference on the receiving side and the throughput of the communication system. In order to improve the spectral efficiency of the communication system, expressions are derived to ensure fair allocation of power between users.

Keywords: non-orthogonal multiple access, spectral efficiency, fair power allocation, superposition coding, sequential interference cancellation, PD-NOMA, SC, SIC, FPA

For citation: Sinilnikov A. M., Fokin G. A., Grishin I. V. and Kalinkina A. A. Analysis of Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 3-21. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-3-21>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Sinilnikov A. M., Fokin G. A.,
Grishin I. V. and Kalinkina A. A., 2024

The article was submitted: 27.12.2023;
revised version: 27.02.2024;
accepted for publication 03.04.2024.

References

1. Brannstrom F., Aulin T. M., and Rasmussen L. K., Iterative detectors for trellis-code multiple-access. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 9, pp. 1478-1485, Sep. 2002.
2. Hoshyar R., Wathan F. P. and Tafazolli R., Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 4, pp. 1616-1626, Apr. 2008.
3. Tao Y., Liu L., Liu S. and Zhang Z., A Survey: Several Technologies of Non-Orthogonal Transmission for 5G. *China Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 1-15, Oct. 2015.
4. Yuan Z., Yu G., Li W., Yuan Y., Wang X., and Xu J., Multi-user shared access for Internet of Things, *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE, May 2016, pp. 1-5.
5. Chen S., Ren B., Gao Q., Kang S., Sun S. and Niu K., Pattern division multiple access- A novel nonorthogonal multiple access for fifth-generation radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 4, pp. 3185-3196, Apr. 2016.
6. Chaturvedi S., Liu Z., Bohara V. A., Srivastava A. and Xiao P., A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 58503-58524, 2022.
7. Dai L., Wang B., Yuan Y., Han S., Chin-Lin. I. and Wang Z., Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends. *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, Sep. 2015
8. Benjebbour A., An overview of non-orthogonal multiple access. *ZTE communications*, vol. 15, no. S1, pp. 21-30, June 2017
9. 3GPP, NR; Physical channels and modulation (Release 18). *TS 38.211*, V18.0.0 (2023-09), Mar. 2024
10. Lee E. A., Messerschmitt D. G., *Digital communication*. Springer Science & Business Media, 2012.
11. Oviedo J. A., Sadjadpour H. R. A fair power allocation approach to NOMA in multiuser SISO systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 9. pp. 7974-7985, Apr. 2017.
12. Atrouche M., Ayad S. and Mounir B., Comparative Study of Fairness and Fixed Power allocation Algorithms : In Non-Orthogonal Multiple Access system. *2022 7th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*, Mostaganem, Algeria, pp. 1-5, 2022.
13. Izmailov, A.F. *Chislennyye metody optimizatsii : uchebnoye posobiye* [Numerical optimization methods: textbook]. 2nd ed., revised. and additional, Moscow, Fizmatlit, 2008. 320 p.
14. *Metody optimizatsii: uchebnik i praktikum dlya bakalavriata i magistratury* [Optimization methods: textbook and workshop for undergraduate and graduate students]. ed. F. P. Vasilyeva. – Moscow, Yurayt Publishing House, 2016. 375 p.

Alexander M. Sinilnikov

Cand. of Sci. (Engineering), Chief Engineer of the Scientific and Technical Center for Satellite Communication Systems, Radio Monitoring and Broadcasting, Federal State Autonomous Institution "M.I. Krivosheev National Research Center of Telecommunications" (192029, St. Petersburg, Bolshoy Smolensky Ave., 4), tel. +7 812 305-12-68, e-mail: sinilam01@gmail.com, ORCID ID: 0009-0007-2869-4373.

Grigoriy A. Fokin

Dr. of Sci. (Engineering), Professor of the Department of Wireless Technologies and Systems, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Ilya V. Grishin

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of the Department of Communication Networks and Data Transmission, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0009-0007-8162-2328

Alla A. Kalinkina

Postgraduate student of the Department of Communication Networks and Data Transmission, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-74, e-mail: kalina110694@gmail.com, ORCID ID: 0009-0006-0264-0791

Методика расчета напряженно-деформированного состояния деталей двигателя внутреннего сгорания в системе SolidWorks

Н. И. Петров, Т. Л. Антонова, М. Э. Суняева

Российский химико-технологический университет им. Д. И. Менделеева

Аннотация: Проведено исследование напряженно-деформированного состояния поршня двигателя внутреннего сгорания (ДВС) и его составляющих с использованием метода контактного взаимодействия, с цилиндро-поршневой группой. Для проведения исследования использовался двигатель судовой четырехцилиндровой четырехтактный нереверсивный тронковый без наддува с реверсивно-редукторной передачей, диаметром цилиндра 85 мм и ходом поршня 110 мм, 4ЧСП8,5/11. Выведен алгоритм, учитывающий деформации контактирующих деталей. Разработана методика для расчета напряженно-деформированного состояния поршня с маслосъемными и компрессионными кольцами. Данный метод заключается в решении систем дифференциальных уравнений, которые представлены взаимосвязью различных параметров твердого деформируемого тела.

Ключевые слова: деформация, контактные напряжения, конструктивные параметры.

Для цитирования: Петров Н. И., Антонова Т. Л., Суняева М. Э. Методика расчета напряженно – деформированного состояния деталей двигателя внутреннего сгорания в системе SolidWorks // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 22–31. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-22-31>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution
4.0 License

© Петров Н. И., Антонова Т. Л.,
Суняева М. Э., 2024

Статья поступила в редакцию 26.01.2024;
переработанный вариант – 07.04.2024;
принята к публикации 12.05.2024.

1. Введение

Расчет прочностных характеристик предполагает высокую точность определения всех составляющих напряженно-деформированного состояния. Оценим эффективность метода конечных элементов, при создании конструкции отражающей ее геометрические характеристики и формированием конечно-элементной сетки, учитывающей граничные условия, с возможностью закладки геометрической или физической нелинейности [1-4]. Напряженно-деформированное состояние в САД-системах (англ. Computer-aided design, САД) – это автоматизированная система, реализующая информационную технологию выполнения функций проектирования, отличается интерпретацией конечных элементов, взаимодействующих в узловых точках, для каждому из которых соответствует матрица функции формы N , для интерполяции решения по выбранной форме расчетного элемента на основе значений в узловых точках:

$$\{u\}^{[e]} = N^{[e]} \cdot \{u\}. \quad (1)$$

2. Основная часть

Определим для рассчитываемой детали ДВС деформацию узловых точек следующим образом:

$$\{\varepsilon\}^{(e)} = A^T \cdot \{u\}^{(e)}. \quad (2)$$

Тогда полную энергию определим из выражения:

$$T^{(e)} = \frac{1}{2} \cdot \{u\}^T \cdot \iiint_{V^{(e)}} \left[(A^T \cdot N^{(e)})^T \cdot C_e \cdot (A^T \cdot N^{(e)}) \right] dV \cdot \{u\} - \{u\} \cdot \iint_{S^{(e)}} [\{P\}^{(e)T} \cdot N^{(e)}] dS - \{u\} \cdot \iiint_{V^{(e)}} [\{F\}^{(e)T} \cdot N^{(e)}] dV \quad (3)$$

После проведения замены:

$$K^{(e)} = \iiint_{V^{(e)}} \left[(A^{(e)T} \cdot N^{(e)})^T \cdot C_e \cdot (A^T \cdot N^{(e)}) \right] dV, \quad (4)$$

$$\{Q_P^{(e)}\} = \iint_{S^{(e)}} [\{P\}^{(e)T} \cdot N^{(e)}] dS, \quad (5)$$

$$\{Q_F^{(e)}\} = \iiint_{V^{(e)}} [\{F\}^{(e)T} \cdot N^{(e)}] dS, \quad (6)$$

где $K^{(e)}$ – матрица жесткости рассчитываемой детали; $\{Q_P^{(e)}\}$ – узловые силы элемента, статически равный поверхностным силам; $\{Q_F^{(e)}\}$ – вектор, эквивалентный объемным силам.

При минимизации полной энергии получим уравнение:

$$\frac{\partial}{\partial \{u\}} \sum_{i=1}^n T^{(e)} = 0, \quad (7)$$

Основу метода представим в виде:

$$\{u\} \cdot \sum_{i=1}^n K_i^{(e)} = \sum_{i=1}^n \left(\{Q_P^{(e)}\}_i + \{Q_F^{(e)}\}_i \right) \quad (8)$$

Заменяем составляющие выражения:

$$K = \sum_{i=1}^n K_i^{(e)}; \quad \{Q\} = \sum_{i=1}^n \left(\{Q_P^{(e)}\}_i + \{Q_F^{(e)}\}_i \right), \quad (9)$$

где K – матрица коэффициентов; $\{Q\}$ – вектор узловых сил.

Следовательно, итоговое уравнение представим следующим образом:

$$K \cdot \{u\} = \{Q\} \quad (10)$$

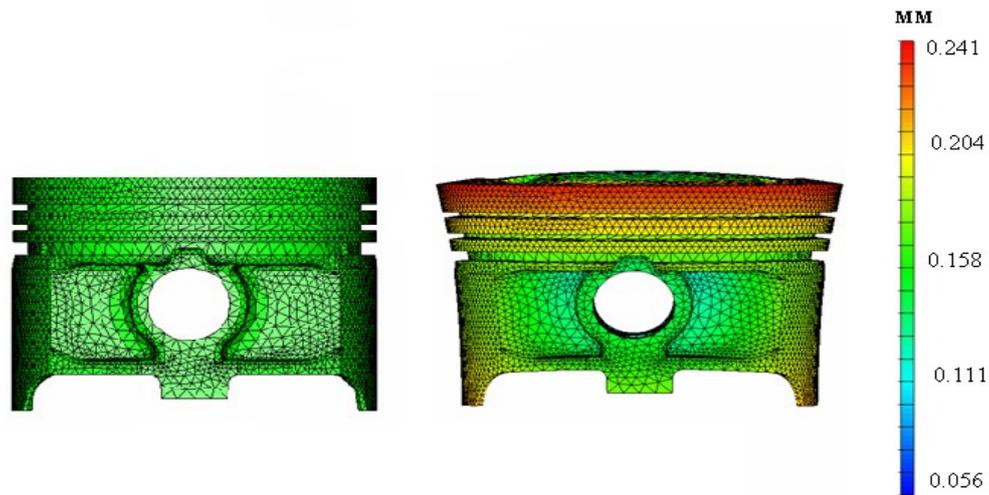
Напряжения, деформации, перемещение будут иметь вид:

$$\{u\}^{(e)} = N^{(e)} \cdot \{u\} \quad (11)$$

$$\{\varepsilon\}^{(e)} = A^T \cdot \{u\}^{(e)} \quad (12)$$

$$\{\sigma\}^{(e)} = C_e \cdot \{\varepsilon\}^{(e)} \quad (13)$$

Рассмотрим методику в форме исследования напряжённо-деформированного состояния деталей судового двигателя внутреннего сгорания и понаблюдаем за геометрией поршня взаимодействия деталей цилиндропоршневой группы при их совместном деформировании. При подготовке данных твердотельного моделирования созданы трехмерные модели исследуемого объекта [5-8]. Затем определяем оптимальные параметры ячеек конечно-элементной сетки, начальные и граничные условия. Результаты расчетов напряженно-деформированного состояния в САД-системе представлены на рис. 1-4.



а) б)
Рис. 1. Поршень ДВС, где а) исходный вид, б) деформированный

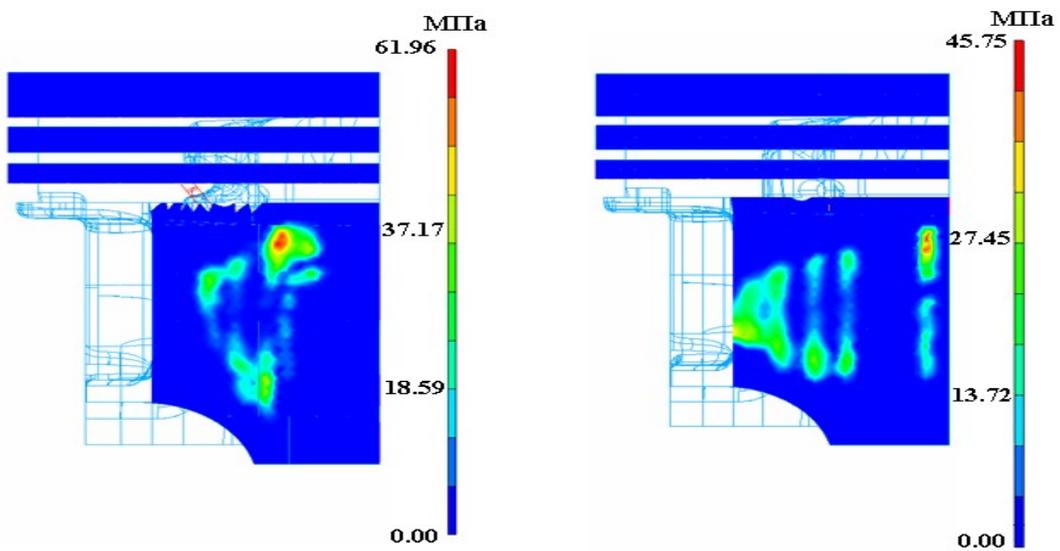


Рис. 2. Распределение контактных напряжений по поверхности поршня ДВС

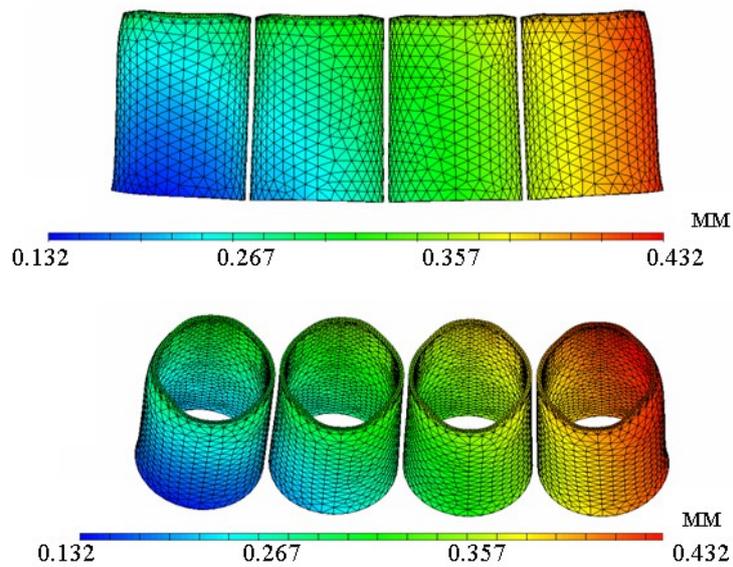


Рис. 3. Результаты расчета напряженно-деформированного состояния гильз цилиндров

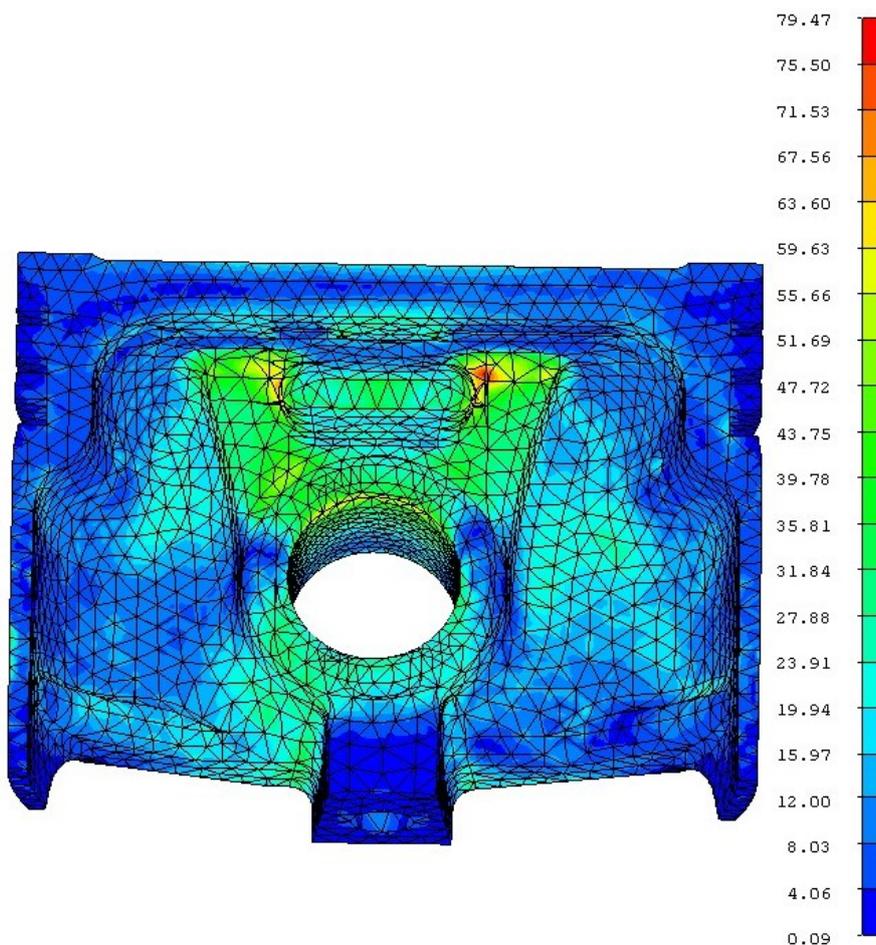


Рис. 4. Расчет напряженно-деформированного состояния базового поршня ДВС

Численное моделирование процесса ползучести показало удовлетворительно согласование с экспериментальными данными, что наглядно продемонстрировано на рис. 5, где сплошными линиями указаны экспериментальные зависимости деформации, а штриховыми – расчетные зависимости.

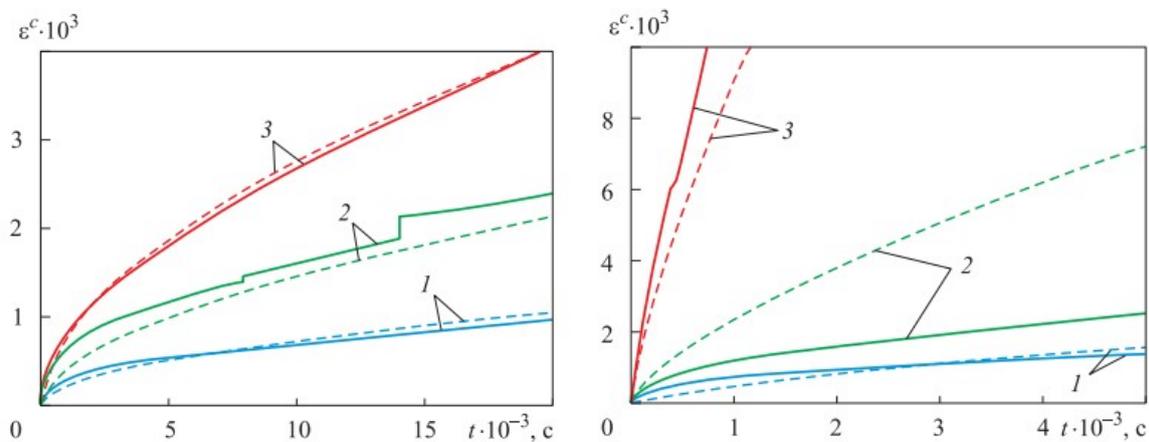


Рис. 5. Зависимость деформации ползучести ϵ_c от времени t

Уравнение для полной деформации имеет вид:

$$\epsilon = \epsilon^l + \epsilon^e + \epsilon^p + \epsilon^c$$

Условие текучести можно вычислить как

$$f(\sigma_{ij}) = \frac{3}{2}(s_{ij} - a_{ij})(s_{ij} - a_{ij}) - [\sigma_T(T)]^2 = 0,$$

для скорости упругой деформации

$$\dot{\epsilon}_{ij}^e = \frac{1}{E_{ij}} [\dot{\sigma}_{ij} - \nu(3\dot{\sigma}_0\delta_{ij} - \dot{\sigma}_{ij})],$$

закон нелинейного кинематического упрочнения

$$\dot{a}_{ij} = \frac{2}{3} C \dot{\epsilon}_{ij}^p - \gamma a_{ij} \dot{\epsilon}_{u*}^p,$$

ассоциированный закон течения

$$\dot{\epsilon}_{ij}^p = \frac{3}{2} \frac{s_{ij} - a_{ij}}{\sigma_u^*} \dot{\epsilon}_{u*}^p,$$

для скорости деформации ползучести

$$\dot{\epsilon}_u^c = C_1 \sigma^{C_2} (\epsilon_u^c)^{C_3} e^{-C_4/T},$$

где ϵ^e – упругая деформация; T – начальная температура; ν – коэффициент Пуассона; $\sigma_0 = \sigma_{ij} / 3$ – среднее напряжение; δ_{ij} – символ Кронекера; σ_u^* – интенсивность активных напряжений.

Исследование напряженно-деформированного состояния моноблока судового дизеля наглядно демонстрирует рис. 6.

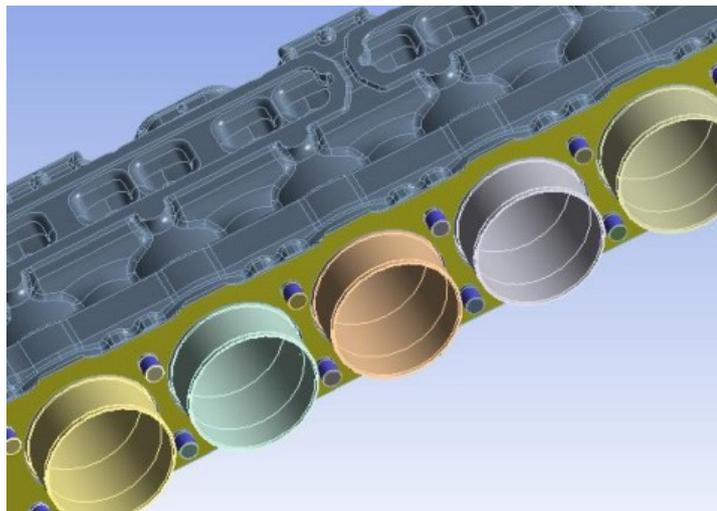


Рис. 6. Кинематические граничные условия

Деформированное состояние гильзы второго цилиндра представлено на рис. 7. Овалы гильзы приведены в Таблице 1.

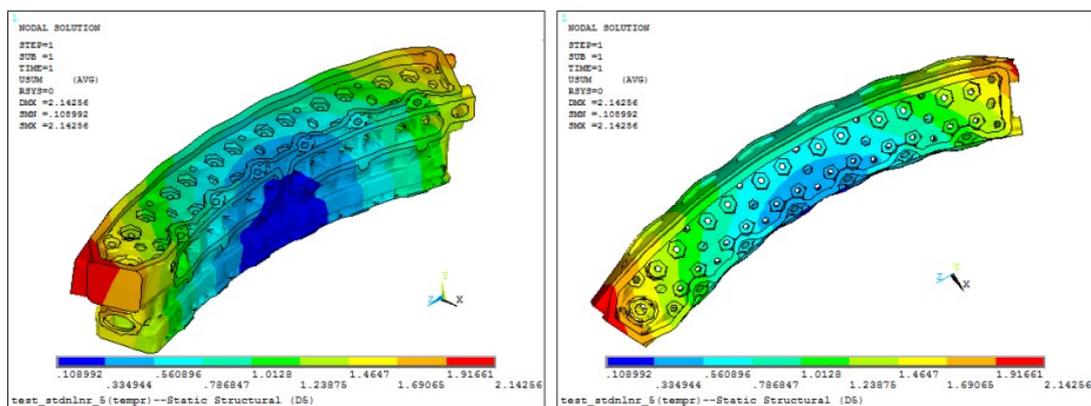


Рис. 7. Деформация головки блока цилиндров и прокладки

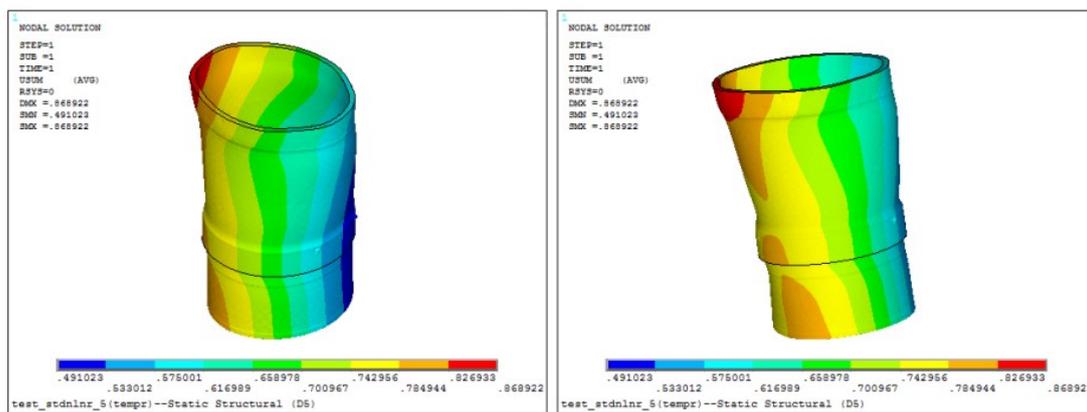


Рис. 8. Деформация гильзы второго цилиндра

Таблица 1. Перемещение узлов и овалы 2-й гильзы

Пояс	Перемещения		Овалы, мм
	По оси X, мм	По оси Z, мм	
Верхний посадочный	0,314	0,096	0,216
Средний посадочный	0,214	0,146	0,066
Нижний посадочный	0,115	-0,215	0,327

Из таблицы видно, что овалы гильзы достигают значительной величины, в связи с этим были исследованы альтернативные варианты конструкции: отдельно выполненные блок цилиндров и головка блока, а также моноблок, выполненный из высокопрочного чугуна [9–11]. Перемещения чугунного моноблока и гильзы представлены на рис. 9. Перемещения и овалы гильзы представлены в таблице 2. Таким образом наглядно продемонстрировано значительное уменьшение овалов гильз наряду с изгибающими перемещениями моноблока, что благоприятно влияет на эксплуатационные характеристики поршневых колец и снижает вероятность выхода газа из подпоршневого пространства, если его причиной является недостаточное уплотнение.

Таблица 2. Перемещение узлов и овалы 2-й гильзы

Пояс	Перемещения		Овалы, мм
	По оси X, мм	По оси Z, мм	
Верхний посадочный	0,146	0,115	0,032
Средний посадочный	0,176	0,098	0,079
Нижний посадочный	0,118	0,236	0,120

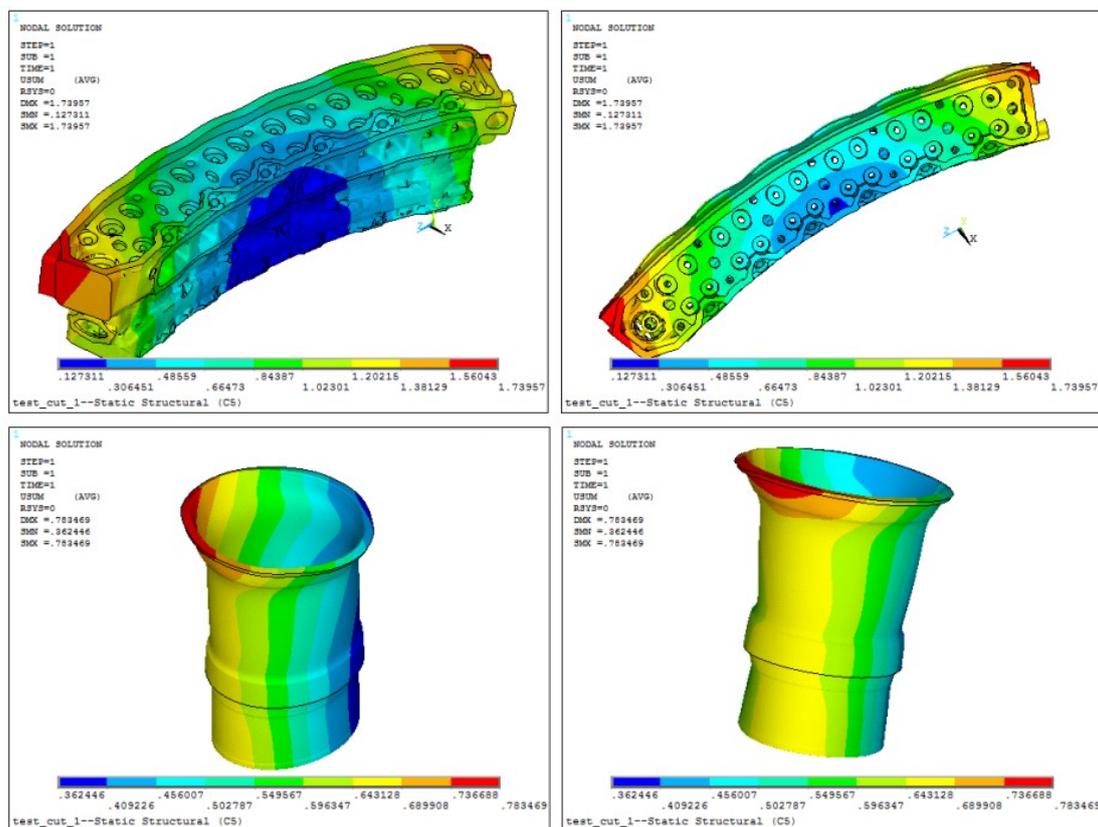


Рис. 9. Перемещения чугуного моноблока и гильзы

3. Вывод

Настоящее исследование наглядно демонстрирует, что любые технические задачи в подборе наиболее оптимальных конструктивных параметров деталей и узлов судового оборудования и обеспечению эксплуатационной надежности решаемы благодаря геометрическому моделированию в CAD системах. Разработанные методики расчета напряженно-деформированного состояния деталей двигателей внутреннего сгорания имеют практическую значимость в проектировании и конструировании двигателей внутреннего сгорания для предприятий судостроения.

Литература

1. Сивцев П. В. Численное исследование некоторых прикладных проблем расчета напряженно-деформированного состояния: Дис...к.-та физ.-мат. наук: 05.13.18. – Якутск, 2018. – 148 с.
2. Bisong M. S., Sivtsev P. V., Lepov V. V. Numerical Analysis of Stress-Strain State and Crack Propagation in Welded Samples // Solid State Phenomena / Trans Tech Publ. — Vol. 265. — 2017. — P. 507–512.
3. Gaspar F., Grigoriev A., Vabishchevich P. Explicit-implicit splitting schemes for some systems of evolutionary equations // International Journal of Numerical Analysis & Modeling. — 2014. — Vol. 11, no. 2. — P. 346–357.
4. Han W., Reddy B. D. Plasticity: mathematical theory and numerical analysis. – Springer Science & Business Media, 2012. — Vol. 9.
5. Муратов М. В. Сеточно-характеристический метод на неструктурированных тетраэдральных сетках / М.В. Муратов, И.Б. Петров, А.В. Санников, А.В. Фаворская // Журнал вычислительной техники и математической физики. № 5 (Т. 54). – М., 2014. – С.821-832.

6. *Пицаев О. А.* Методика расчета термо-напряженного состояния корпусных деталей и поршней внутреннего сгорания: Дис...к.-та техн. наук: 01.02.06, 05.04.02 – Н.-Новгород, 2006. – 115 с.
7. *Ведерникова Е. Л.* Структура грузоподъемного крана как технической системы для имитационного моделирования//Подъемно-транспортное дело/ Москва, 2016, №6 – С.8-10
8. *Чан Б. Х.* Разработка и исследование процесса винтовой прокатки в четырехвалковом стане на основе физического и компьютерного моделирования: Дис...к.-та техн. наук: 05.16.05. – Москва, 2018. – 102 с.
9. *Чайнов Н. Д.* Расчет теплового и напряженно-деформированного состояния моноблока быстроходного судового дизеля / Н.Д. Чайнов, Н.С. Иванова, Н.Г. Мелещенко // Известия высших учебных заведений. Машиностроение, М., 2017. – С. 34-42
10. *Мягков Л. Л.* Моделирование напряженно-деформированного состояния поршня дизеля с учетом неупругих деформаций / Л.Л. Мягков, С.М.Сивачев // Известия высших учебных заведений. Машиностроение, М., 2020. – С. 29-36
11. *Manson S. S., Halford G. R.* Fatigue and Durability of Metals at High Temperatures. Materials Park, Ohio, ASM International, 2009. 278 p.

Петров Николай Иванович

кандидат физико-математических наук, доцент кафедры физики, Российский химико-технологический университет им. Д. И. Менделеева, +7 (903) 660-60-07, petrov.n.i@muctr.ru, ORCID ID: 0000-0002-5360-0806

Антонова Тамара Леонидовна

кандидат химических наук, доцент кафедры физической химии, Российский химико-технологический университет им. Д. И. Менделеева, +7 (916) 654-89-26, antonova.t.l@muctr.ru, ORCID ID: 0009-0003-4666-6983

Суняева Муршида Энверовна

ассистент кафедры физики, Российский химико-технологический университет им. Д. И. Менделеева, +7 (499) 978-59-30, mursidasunaeva@gmail.com, ORCID ID: 0009-0004-3471-069X

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Methodology for calculating the stress-strain state of internal combustion engine parts in the SolidWorks system

N. I. Petrov, T. L. Antonova, M. E. Sunyaeva

D. I. Mendeleev Russian University of Chemical Technology

Abstract: The stress-strain state of the piston of an internal combustion engine (ICE) and its components is studied using the method of contact interaction with a cylinder-piston group. To conduct the study, a marine four-cylinder four-stroke non-reversible cylinder engine without supercharging with a reversible gear transmission, a cylinder diameter of 85 mm and a piston stroke of 110 mm, 4HSP8.5/11 was used. An algorithm is derived that takes into account the deformations of the contacting parts. A technique has been developed for calculating the stress-

strain state of a piston with oil-removing and compression rings. This method consists in solving systems of differential equations, which are represented by the relationship of various parameters of a solid deformable body.

Keywords: deformation, contact stresses, design parameters.

For citation: Petrov N. I., Antonova T. L., Sunyaeva M. E. Methodology for Calculating the stress-strain state of internal combustion engine parts in the SolidWorks system // Bulletin of SibGUTI. 2024. Vol. 18, No. 4. pp. 22-31. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-22-31>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Petrov N. I., Antonova T. L.,
Sunyaeva M. E., 2024

The article was submitted: 26.01.2024;
revised version: 07.04.2024;
accepted for publication 12.05.2024.

References

1. Sivcev P. V. *Chislennoe issledovanie nekotory`x prikladny`x problem rascheta napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya* [Numerical investigation of some applied problems of stress-strain state calculation]: Dis...k.-ta fiz.-mat. nauk: 05.13.18. – Yakutsk, 2018. – 148 p.
2. Bisong M. S., Sivtsev P. V., Lepov V. V. Numerical Analysis of Stress-Strain State and Crack Propagation in Welded Samples. *Solid State Phenomena. Trans Tech Publ.* — Vol. 265. — 2017. — P. 507–512.
3. Gaspar F., Grigoriev A., Vabishchevich P. Explicit-implicit splitting schemes for some systems of evolutionary equations. *International Journal of Numerical Analysis & Modeling.* — 2014. — Vol. 11, no. 2. — P. 346–357.
4. Han W., Reddy B. D. *Plasticity: mathematical theory and numerical analysis.* – Springer Science & Business Media, 2012. — Vol. 9.
5. Muratov M. V. *Setochno-kharakteristicheskij metod na nestruturirovannykh tetraedral'nykh setkax* [Grid-characteristic method on unstructured tetrahedral grids]. *Zhurnal vychislitelnoj tekhniki i matematicheskoy fiziki.* № 5 (T. 54). – M., 2014. – P.821-832.
6. Pishhaev O. A. *Metodika rascheta termonapryazhennogo sostoyaniya korpusny`x detalej i porshnej vnutrennego sgoraniya* [The method of calculating the thermally stressed state of body parts and internal combustion pistons]: Dis...k.-ta texn. nauk: 01.02.06, 05.04.02 – N.-Novgorod, 2006. – 115 p.
7. Vedernikova E. L. *Struktura gruzopod`emnogo krana kak texnicheskoy sistemy` dlya imitacionnogo modelirovaniya* [The structure of a lifting crane as a technical system for simulation] *Pod`emno-transportnoe delo.* Moskva, 2016, №6 – P.8-10
8. Chan B. X. *Razrabotka i issledovanie processa vintovoj prokatki v chety`rexvalkovom stane na osnove fizicheskogo i komp`yuternogo modelirovaniya* [Development and research of the screw rolling process in a four-roll mill based on physical and computer modeling]: Dis...k.-ta texn. nauk: 05.16.05. – Moskva, 2018. – 102 p.
9. Chajnov N. D. *Raschet teplovogo i napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya monobloka by`strodnogo sudovogo dizelya* [Calculation of the thermal and stress-strain state of a monoblock of a high-speed marine diesel engine] *Izvestiya vy`sshix uchebny`x zavedenij.* Mashinostroenie, M., 2017. – P. 34-42
10. Myagkov L. L. *Modelirovanie napryazhenno-deformirovannogo sostoyaniya porshnya dizelya s uchetom neuprugix deformacij* [Modeling of the stress-strain state of a diesel piston taking into account inelastic deformations] *Izvestiya vy`sshix uchebny`x zavedenij.* Mashinostroenie, M., 2020. – P. 29-36
11. Manson S. S., Halford G. R. *Fatigue and Durability of Metals at High Temperatures.* Materials Park, Ohio, ASM International, 2009. 278 p.

Petrov Nikolay Ivanovich

Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Physics, D. I. Mendeleev Russian University of Chemical Technology, +7 (903) 660-60-07, petrov.n.i@muctr.ru, ORCID: 0000-0002-5360-0806

Antonova Tamara Leonidovna

Candidate of Chemical Sciences, Associate Professor of the Department of Physical Chemistry, D. I. Mendeleev Russian University of Chemical Technology, +7 (916) 654-89-26, antonova.t.l@muctr.ru, ORCID: 0009-0003-4666-6983

Sunyaeva Murshida Enverovna

Assistant Teacher of the Department of Physics, D. I. Mendeleev Russian University of Chemical Technology, +7 (499) 978-59-30, mursidasunaeva@gmail.com, ORCID: 0009-0004-3471-069X

Исследование влияния эффекта устаревания канала связи на характеристики прекодирования в системе MU-MISO при различной скорости перемещения абонентов

А. А. Калачиков, И. И. Резван, А. В. Стенин

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В статье рассматривается влияние задержек измеренного состояния канала, вызванное перемещением абонентов и связанным с задержками эффектом устаревания канала на характеристики прекодирования на основе метода кодовых книг ДПФ в многопользовательской системе MISO в нисходящем направлении. Оценка канала получена при помощи алгоритма MMSE. В работе рассматривается алгоритм прекодирования на основе кодовых книг и метод, основанный на численной оптимизации для вычисления весовых векторов прекодирования с целью повышения суммарной спектральной эффективности многопользовательской системы.

Для проведения численного моделирования использовался пакет моделирования радиоканала QUADRIGA, позволяющий получить необходимый объем реализаций канала MISO при перемещении абонентов с различной скоростью. Сравнение полученных характеристик прекодирования сравниваемых алгоритмов в канале с перемещением абонентов и наличием пространственной корреляции выполняется на основе функции распределения средней спектральной эффективности по множеству пользователей.

Ключевые слова: 5G new radio, прекодирование, MU-MISO, QUADRIGA, оценка канала.

Для цитирования: Калачиков А.А., Резван И.И., Стенин А.В. Исследование влияния эффекта устаревания канала связи на характеристики прекодирования в системе MU-MISO при различной скорости перемещения абонентов. // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 32–42. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-32-42>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Калачиков А. А., Резван И. И.,
Стенин А. В., 2024

Статья поступила в редакцию 14.03.2024;
переработанный вариант – 08.04.2024;
принята к публикации 09.04.2024.

1. Введение

Применение многоантенных систем MIMO позволяет повысить спектральную эффективность и получить выигрыш от пространственного мультиплексирования в многопользовательских системах MU-MIMO при использовании соответствующего формирования сигналов на основе прекодирования.

Основной выигрыш от применения прекодирования в системах MIMO зависит от текущих условий распространения сигналов в канале и от точности измерения информации о состоянии канала (channel state information) на стороне БС при вычислении весовых векторов прекодирования [1].

Точная и актуальная информация о состоянии канала в виде оценки канала очень важна для задач прекодирования в нисходящем (downlink – DL) направлении и для

комбинирования сигналов абонентов в восходящем (uplink – UL) направлении. В системе связи OFDM с перемещением абонентов быстрое изменение состояния канала может произойти за несколько передаваемых символов. Для мобильных пользователей импульсная характеристика канала меняется во времени, и интервал когерентности снижается.

Обработка сигналов на стороне базовой станции, включающая в себя оценивание канала по пилот-сигналам, распределение ресурсов системы, вычисление векторов прекодирования, вызывает задержки, которые могут превысить время когерентности канала, интервал времени, после которого оценка канала CSI является неактуальной, устаревшей.

Отличие состояния канала (импульсной или частотной характеристики), полученного при оценке канала, по которой производится вычисление весовых векторов прекодирования, от реальной текущей импульсной характеристики канала называют старением канала (channel aging) [2]. Уже на средней скорости абонентов порядка 30 км/ч характеристики системы снижаются на 50 процентов по сравнению с малоподвижными абонентами [3]. Поэтому изучение явления старения канала на характеристики системы связи является важным для правильной конфигурации параметров сигнала многопользовательской системы связи.

Модель канала при наличии эффекта старения канала рассмотрена в публикациях с учетом предположения о том, что автокорреляционная функция канала во времени описывается моделью Джейкса-Кларка и что смещение Доплера приводит к тому, что АКФ импульсной характеристики канала описывается функцией Бесселя первого рода нулевого порядка. Но реальные каналы описываются ограниченным угловым рассеянием многолучевых компонент и на практике временная корреляция отличается от модели Джейкса-Кларка. Для численного моделирования алгоритмов обработки сигналов и оценивания канала при наличии старения канала необходимо использовать модель канала связи, отображающую реальные условия распространения при неравномерном рассеянии и наличии пространственной корреляции.

В данном разделе проводится изучение влияния эффекта старения канала на характеристики прекодирования в многопользовательской нисходящей системе MISO для пользователей на транспортных средствах в реалистичных условиях распространения и пространственно коррелированных каналах связи.

2. Основные положения

2.1. Модель системы

На стороне БС системы связи используется антенна из N_T элементов, обслуживающая K пользователей, каждый из которых оборудован одной антенной. Коэффициенты передачи канала описываются вектором коэффициентов $\mathbf{h}_k \in C^{N_T \times 1}$. Набор индексов активных обслуживаемых абонентов $U \subset \{1 \dots K\}$, набор индексов, выбранных для прекодирования абонентов $S \subset U$. Вектор передаваемых символов $\mathbf{x}_k \in C^{N_T \times 1}$ составляется в виде

$\mathbf{x}_k = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k$, где s_k – передаваемый символ данных пользователя k и $\mathbf{w}_k \in C^{N_T \times 1}$ – вектор прекодирования пользователя k . Принятый вектор сигналов пользователя k на поднесущей с номером s и номером символа n запишется в виде

$$y_{k,n,s} = \mathbf{h}_{k,n,s}^T \mathbf{x}_{n,s} + n_{k,n,s} \text{ для } k = 1, \dots, K. \quad (2.1)$$

$n_{k,n,s}$ – комплексный гауссовский шум с нулевым матожиданием и дисперсией σ_k^2 .

В матричной форме матрица канала MU-MIMO составляется из векторов каналов пользователей $\mathbf{H}_{n,s} = [\mathbf{h}_{1,n,s} \dots \mathbf{h}_{K,n,s}]^T$ и вектор принятых сигналов пользователей определяется как

$$\mathbf{y}_{n,s} = \mathbf{H}_{n,s}^T \mathbf{x}_{n,s} + n_{n,s} \quad (2.2)$$

В системе 5G NR оценивание канала выполняется при использовании опорных сигналов на пилотных поднесущих в составе OFDM сигнала. Различные конфигурации опорных сигналов SRS в восходящем направлении приведены в [4]. Сигналы SRS передаются в составе OFDM символов с определенным расположением по поднесущим и номерам слотов. Параметры SRS включают конфигурации SRS с различной периодичностью SRS и расположением по полосе частот сигнала. Для каждой последовательности SRS настраиваются количество антенных портов SRS, символы в слоте, соответствующие каждой последовательности SRS sequence, слоты в периоде передачи SRS transmission, плотность поднесущих SRS в полосе частот сигнала.

Последовательность SRS генерируется путем циклического сдвига базисной последовательности, которая формируется из последовательности Задова – Чу. Базовая последовательность определяется как $r_{u,v}^{SRS} = r_{u,v}^\alpha(n), n=0, \dots, M_{SC}^{RS}$, M_{SC}^{RS} – длина последовательности опорного сигнала, $u=0, \dots, 29$ – номер группы базисной последовательности, $v=0, 1$ – номер последовательности в группе [4]. Базовая последовательность циклически сдвигается для увеличения общего числа доступных последовательностей. Сигналы SRS от различных пользователей могут быть мультиплексированы по частоте в пределах полосы частот сигнала используя различные комбинированные шаблоны в соответствии с частотным смещением.

При использовании прекодирования принятый сигнал для пользователя k определяется в виде

$$y_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j s_j + n_k, \text{ for } k = 1, \dots, K \quad (2.3)$$

где сумма соответствует сигналам интерференции со стороны других пользователей [1, 5].

Суммарная спектральная эффективность вычисляется как сумма спектральных эффективностей по всем пользователям по всем поднесущим и зависит от отношения сигнал/(шум + интерференция, SINR) каждого пользователя. Величина SINR пользователя на k одной поднесущей определяется как

$$SINR_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + K\sigma^2 / P} \quad (2.4)$$

Достижимая суммарная спектральная эффективность по всем пользователям вычисляется в виде $R_{BF} = \sum_{k=1}^K (\log_2(1 + SINR_k))$, бит/с/Гц. Данная величина используется как метрика, показатель качества, при моделировании алгоритмов прекодирования.

2.2. Устаревание канала

Из-за передвижения мобильных абонентов возникает временное изменение условий распространения, которое оказывает влияние на свойства канала в пределах ресурсного слота системы. Измеренная частотная характеристика канала устаревает за это время, канал изменяется к моменту, когда измеренная частотная характеристика используется для вычисления весовых коэффициентов прекодирования, что снижает спектральную эффективность системы вследствие слабого подавления интерференции между пользователями [5].

Для анализа свойств алгоритмов прекодирования и оценивания системных параметров требуется модель канала, которая описывает временную и пространственную корреляцию коэффициентов канала, которые изменяются во времени.

Вектор канала $\mathbf{h}_k[n]$ для пользователя k в момент времени n описывается как функция его начального состояния $\mathbf{h}_k[0]$ и инновационной компоненты в виде

$$\mathbf{h}_k[n] = \rho_k[n]\mathbf{h}_k[0] + \bar{\rho}_k[n]\mathbf{g}_k[n], \quad (2.5)$$

где индекс времени 0 соответствует последнему символу, переданному в период оценивания канала, $\mathbf{g}_k[n]$ представляет независимый инновационный компонент в момент времени n , $\rho_k[n]$ представляет коэффициент корреляции вектора канала между реализациями канала в момент времени 0 и n . Для изотропных условий рассеяния $\rho_k[n] = J_0(2\pi f_D T_s n)$, где $J_0(\cdot)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка, T_s – интервал дискретизации (длительность символа OFDM), f_D – максимальный частотный сдвиг Доплера для пользователя со скоростью v и центральной частотой f_c . Разница между текущим вектором канала $\mathbf{h}_k[n]$ и частью $\rho_k[n]\mathbf{h}_k[0]$ может рассматриваться как ошибка аппроксимации, проводящая к снижению эффективности прекодирования при подавлении интерференции между пользователями.

3. Теоретические аспекты использования прекодирования

3.1. Прекодирование по методу кодовых книг DFT и Type 2 precoding

При использовании прекодирования по методу кодовых книг вектор прекодирования выбирается из набора предварительно вычисленных кодовых слов, образующих кодовую книгу. На стороне абонента вычисляется индекс и норма вектора как информация по качеству канала (CQI) и передается на базовую станцию для прекодирования и распределения ресурсов абонентов.

Кодовая книга ДПФ (DFT) может быть рассчитана для любого количества антенн и кодовых слов [8]. Кодовая книга DFT CB_{DFT} для N_T антенн на БС и N_{CB} кодовых слов описывается в виде $CB_{(DFT)} = [w_1 \cdots w_{N_{cb}}]$, где кодовое слово w_i вычисляется как

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{N_T}} [1 e^{j\frac{2\pi}{N_{cb}}i} \cdots e^{j\frac{2\pi}{N_{cb}}(N_T-1)i}]^T \quad (3.1)$$

На приемной стороне пользователь с номером k выбирает кодовое слово w_k из кодовой книги C_{CB} предварительно рассчитанных весовых векторов $w_i \in C_{cb}$, которое максимизирует норму $w_k = \operatorname{argmax} |\mathbf{h}_k^H w_i|^2$. Индекс выбранного кодового слова и соответствующая норма отправляются на базовую станцию как показатели качества канала (CQI) и используются для прекодирования и планирования нагрузки абонентов.

Оценивание канала по методу наименьших квадратов LS выполняется на поднесущих пилот сигналов в частотной области используя сформированные последовательности SRS. Последовательности равномерно распределяются по полосе сигнала для всех пользователей. Оценка канала на каждой пилотной поднесущей вычисляется в виде

$$\hat{H}_{LS}[m] = \frac{Y[m]}{X[m]}, m = 0, \dots, M - 1$$

Оценка канала LS всегда имеет ошибку оценивания, что приводит к неточному значению CSI, передаваемому по каналу обратной связи. Это нарушает ортогональность между каналами пользователей и вычисленными весовыми векторами прекодирования, что снижает суммарную спектральную эффективность.

На стороне базовой станции могут устанавливаться одно и многопанельные антенны в виде плоской антенной решетки размером N_1 и N_2 . Вектор прекодирования описывается в виде $w_k = W_1 w_2$, $W_1 \in C^{N_T \times 2L}$, $w_2 \in C^{2L \times 1}$, L – количество на каждый пространственный слой. Диагональная блочная матрица W_1 определяется как $W_1 = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}$, луч b выбирается из кодовой книги по горизонтальному и вертикальному индексам как $b(l_h, l_v) = w_{l_h} \otimes w_{l_v}$ где горизонтальные и вертикальные векторы прекодирования DFT перемножаются в виде произведения Кронекера. Матрица W_1 используется для всего частотного диапазона, матрица

w_2 используется как поддиапазонный фазовый коэффициент. Кодовая книга 2 типа позволяет более точное пространственное разрешение для подавления межпользовательской интерференции [5]. На стороне базовой станции соответствующее кодовое слово w_i выбирается по максимуму нормы $|h_k w_i|^2$ для измеренного канала h_k . Выбор основан на вычислении информации матрицы прекодирования (PMI) обеспечиваемой каналом обратной связи.

3.2. Вычисление векторов прекодирования на основе численной оптимизации

Характеристики прекодирования ZF для быстро перемещающихся абонентов для случая с задержкой оценки канала не являются оптимальными. Задача поиска оптимальных весовых векторов прекодирования может быть сформулирована и решена как задача оптимизации по поиску максимума [8,9]. Задача оптимизации формулируется в виде задачи выпуклого программирования второго порядка с целью определения стационарных точек. Целью является нахождение весовых коэффициентов w_1, \dots, w_K которые максимизируют суммарную спектральную эффективность R_{BF} в зависимости от величин отношения сигнал/шум пользователей $SINR_k$ при ограничении мощности передатчика БС

$$\begin{aligned} \max_{w_1, \dots, w_K \in C^{N_t}} \quad & R_{BF} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=1}^K \|w_k\|^2 < P \end{aligned} \quad (3.2)$$

Целевая функция R_{BF} зависит от значений SINRs, которые являются невыпуклыми функциями векторов прекодирования (w_1, \dots, w_K) . Поиск весовых векторов прекодирования может быть сформулирован как проблема минимизации общей мощности передатчика с учетом ограничений на SINR пользователей constraints γ_k у каждого из K абонентов. Величины γ_k являются минимальными допустимыми значениями SINR для пользователя k. Соответствующая задача минимизации формулируется в следующем виде

$$\begin{aligned} \min_{w_1, \dots, w_K \in C^{N_t}} \quad & \sum_{k=1}^K \|w_k\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & SINR_k \geq \gamma_k \end{aligned} \quad (3.3)$$

Решение этой задачи составляет весовые векторы, которые позволяют достичь требуемых величин SINR, используя минимизацию мощности передатчика. Эта задача может быть переформулирована как задача выпуклой оптимизации. Ограничения $SINR_k \geq \gamma_k$ могут быть записаны в виде

$$|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2 \geq \gamma_k \sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + \gamma_k \sigma^2. \quad (3.4)$$

Скалярное произведение $\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k$ должно быть реальным и положительным $Im(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k) = 0$. Ограничение может быть записано как

$$|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2 \geq \gamma_k \sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + \gamma_k \sigma^2. \quad (3.5)$$

Записанное в таком виде ограничение SINR является ограничением второго рода [8, 9].

Задача оптимизации может быть эффективно решена с использованием программной реализации методов выпуклой оптимизации CVX [10].

4. Результаты моделирования алгоритмов прекодирования Type 2 CSI и метода на основе оптимизации

Характеристики прекодирования определяются методом численного моделирования. В разделе сравниваются характеристики прекодирования по методу кодовых книг type 2 CSI и метода на основе численной оптимизации для абонентов на транспортных средствах. Для моделирования используется пакет программ модели QUADRIGA, позволяющая строить различные условия распространения и задавать свойства перемещения абонентов, сравнение выполняется по величине суммарной спектральной эффективности [8,9]. Параметры моделирования приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры модели

Параметр модели	
Тип модели	QuaDRiGa version 2.2
Сценарий	3GPP 38.901 UMi NLoS
Центральная частота	4.5 GHz
Количество многолучевых компонент	12
Количество подполос	512
Полоса частот системы	20 MHz
Количество антенн БС	16
Скорость абонентов	30, 60 км/ч
Количество абонентов	4

Моделирование проводилось для сценария 3GPP 38.901 UMi NLoS. В соответствии с условиями сценария UMi пользователи равномерно распределены вокруг БС на расстоянии 200 м от БС [13]. На рис. 1 показано распределение пользователей по территории и приведены их траектории перемещения. При моделировании не вычислялись потери распространения и затенение, коэффициенты узкополосных каналов нормируются к единичной мощности.

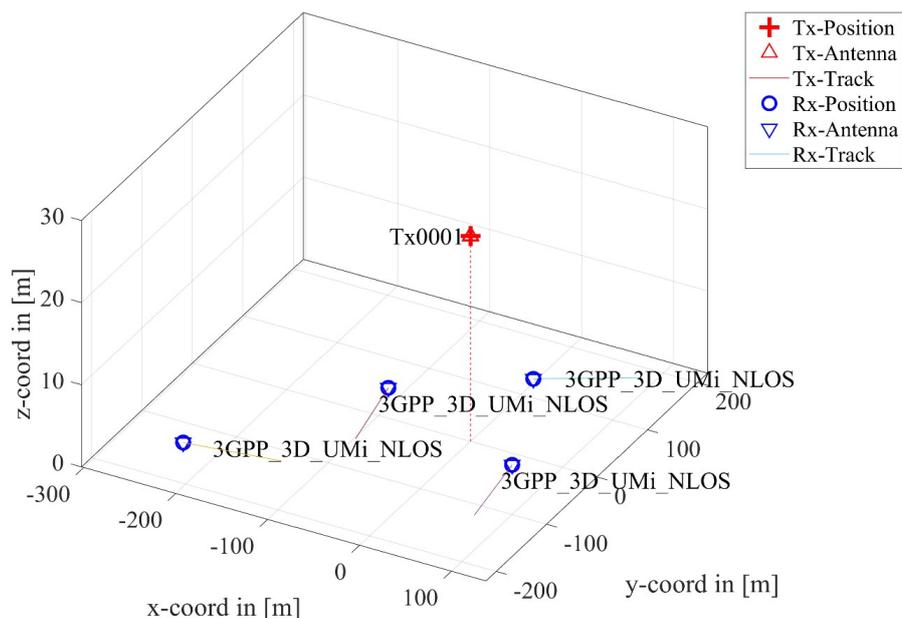


Рис.1. Распределение пользователей и траектории перемещения

Базовая станция оборудована 16 антеннами, система обслуживает $K = 4$ случайно распределенных пользователей, каждый пользователь оборудован одной антенной. Центральная частота установлена 4.5 GHz.

Для каждого пользователя определяется линейная траектория движения с заданной скоростью. Длительность траектории во всех экспериментах равна 200 метров, что позволяет получить примерно 6000 реализаций импульсных характеристик канала на скорости 30 км/ч и 20000 импульсных характеристик канала на скорости 60 км/ч.

Сценарий моделирования 3GPP 38.901 UMi NLoS. На рис. 2 показан спектр Доплера для выбранного пользователя на скорости 60 км/ч. Для канала между БС и абонентом 1 смещение Доплера составляет 250 Гц.

Полученные реализации канала для каждого пользователя и передающей антенны состоят из многолучевых компонент. Частотная характеристика канала вычисляется по данным компонентам для полосы 20 МГц разделенной на 512 поднесущих передаваемого сигнала. Для каждой поднесущей вычисляется вектор прекодирования по методу кодовых книг type 2 CSI и по методу численной оптимизации.

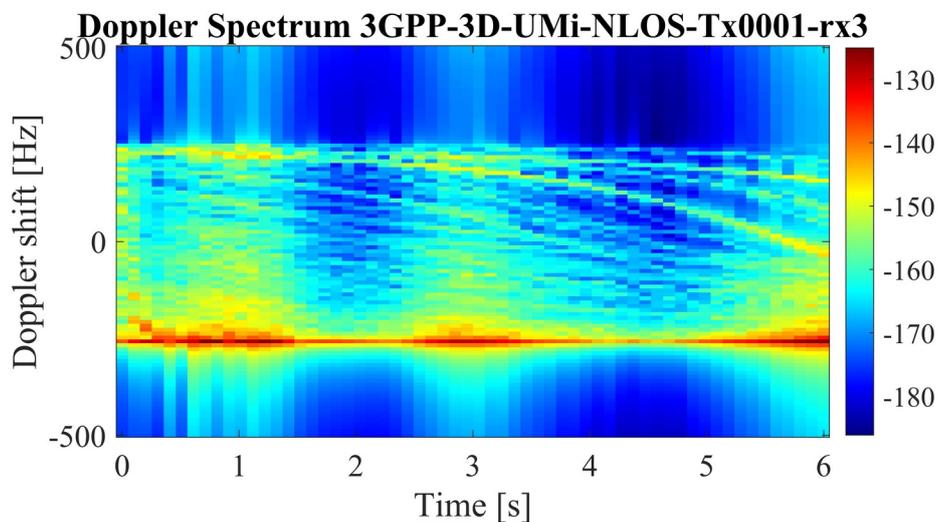


Рис. 2. Спектр Доплера в канале пользователя 1 на скорости 60 км/ч

На рис. 3 представлены значения нисходящего SINR для двух скоростей пользователей на первых 30 индексах OFDM символов. Первый символ соответствует положению пилотного символа, последующие – символы передачи данных используя полученные оценки канала на пилотных поднесущих для вычисления векторов прекодирования.

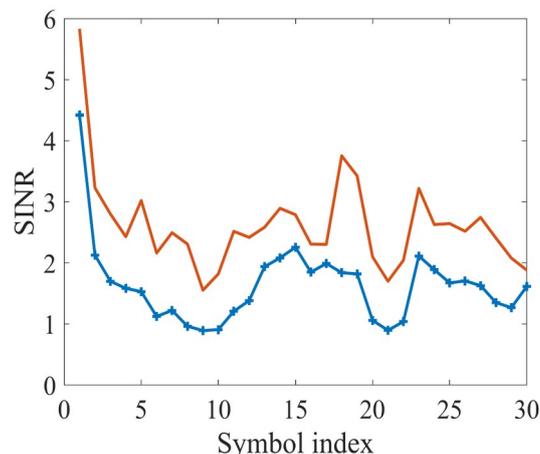


Рис. 3 – Распределение SINR по индексам OFDM символов

Соответствующие реализации канала MISO получены на основе пакета модели канала Quadriga. Колебательный характер значений SINR соответствует временной корреляции коэффициентов канала. Скорость обновления реализаций канала в модели $T_s = 0.001$ s. При увеличении скорости пользователей и нормированному смещению частоты Доплера $F_D T_s$ увеличивается интервал положения первого минимума SINR, минимум смещается влево. Значение индекса, соответствующее первому минимуму, используется для выбора подходящего интервала размещения пилот сигналов в слоте, снижая влияние устаревания канала.

В данном разделе приводятся результаты численного моделирования алгоритмов прекодирования и определения спектральной эффективности при наличии устаревания канала. Сравнение характеристик прекодеров выполняется на основе функции распределения эргодической суммарной спектральной эффективности. Задача оптимизации SOCP решалась при помощи пакета программ выпуклой оптимизации CVX [12].

Влияние ошибок оценивания канала представлено для случаев скорости абонента 30 и 60 км/ч при отношении сигнал/шум 18 dB. На рис. 4 представлены функции распределения спектральной эффективности для 4 пользователей на скоростях 30 и 60 км/ч.

При низких скоростях около 30 км/ч разница в характеристиках спектральной эффективности между алгоритмом по методу кодовых книг типа 2 CSI и численной оптимизацией заметен достаточно отчетливо, среднее значение спектральной эффективности прекодера по методу кодовых книг типа 2 CSI 2.2 бит/с.Гц, среднее значение спектральной эффективности прекодирования на основе численной оптимизации составляет 2.8 бит/с.Гц.

С увеличением скорости абонентов снижение характеристик прекодера по методу кодовых книг типа 2 CSI становится заметнее. На скорости 60 км/ч средняя спектральная эффективность для прекодера по методу кодовых книг типа 2 CSI составляет 1.6, прекодера на основе численной оптимизации – 2.6 бит/с.Гц.

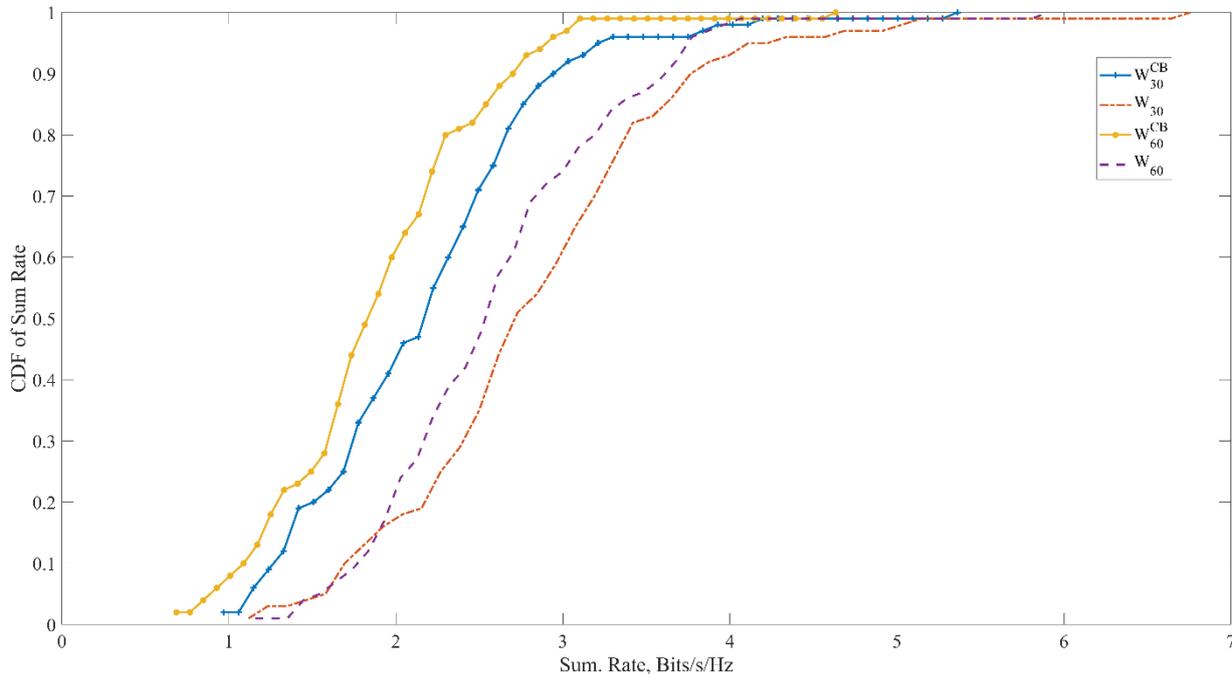


Рис. 4. Распределение SINR с использованием прекодирования

5. Заключение

При перемещении абонентов и быстром изменении условий распространения на характеристики прекодирования влияет эффект устаревания канала. Данный эффект проявляется в снижении подавления интерференции между пользователями и снижении

спектральной эффективности системы. Используя полученные характеристики изменения SINR для последовательных OFDM символов можно выбрать подходящий интервал оценивания канала по пилот сигналам, выбирая этот интервал по первому минимуму зависимости SINR.

Результаты показывают, что применение методов численной оптимизации позволяет получить кодовые вектора прекодирования с характеристиками, превышающими характеристики алгоритма по методу кодовых книг type 2 CSI для абонентов на транспортных средствах.

Литература

1. *E. Castaneda, A. Silva, A. Gameiro, and M. Kountouris*, An overview on resource allocation techniques for multi-user MIMO systems, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 239-284, 2017.
2. *Truong, K.T.; Heath, R.W.* Effects of channel aging in massive MIMO systems. *J. Commun. Netw.* 2013, 15, 338-351.
3. *Yin, H.; Wang, H.; Liu, Y.; Gesbert, D.* Addressing the Curse of Mobility in Massive MIMO With Prony-Based Angular-Delay Domain Channel Predictions. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2020, 38, 2903-2917.
4. 3GPP, NR; Physical channels and modulation, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification (TS) 38.211, 10, version 16.3.0.
5. *R. Chopra, C. R. Murthy, H. A. Suraweera, and E. G. Larsson*, Performance analysis of FDD massive MIMO systems under channel aging, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 2, pp. 1094-1108, Feb. 2018.
6. *L. H. Nguyen, R. Rheinschmitt, T. Wild, and S. Brink*, Limits of channel estimation and signal combining for multipoint cellular radio, in *Proc. 8th Int. Symp. Wireless Communication Systems*, 2011, pp. 176-180.
7. *J. Zheng, J. Zhang, E. Bjornson, and B. Ai*, Impact of channel aging on cell-free massive MIMO over spatially correlated channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 10, pp. 6451-6466, 2021.
8. *M. Bengtsson and B. Ottersten*, Optimal and suboptimal transmit beamforming, in *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, L. C. Godara, Ed. CRC Press, 2001.
9. *W. Yu and T. Lan*, Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2646-2660, 2007.
10. *S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Boerner and L. Thiele, F. Burkhardt, E. Eberlein*, "QuaDRiGa - Quasi Deterministic Radio Channel Generator," User Manual and Documentation. Tech. Rep. v2.2.0, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute (2019).
11. *S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Boerner and L. Thiele*, QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials, *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 2014.
12. *M. Grant, S. Boyd*, CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1.. [сайт]. [2019]. URL: <http://cvxr.com/cvx> (дата обращения: 31.01.2024).
13. *Kalachikov A.* Numerical Evaluation of the MU-MIMO Beamforming Performance with User Selection Algorithm. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(2):65-71. (In Russ.) <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2023-9-2-65-71>

Калачиков Александр Александрович

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. +7 383 2698 267, e-mail: kalatch@sibgut.ru, ORCID ID: 0000-0003-1235-6314.

Резван Иван Иванович

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-82-93, e-mail: rezvan@sibsutis.ru, ORCID ID: 0009-0002-6875-7061.

Стенин Александр Владиславович

старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, (630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-82-42, e-mail: av.stenin@yandex.ru, ORCID ID: 0000-0002-7851-3012.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Investigation of the influence of the effect of communication channel aging on the characteristics of precoding in the MU-MISO system at different speeds of movement of subscribers.

Aleksander A. Kalachikov, Ivan I. Rezvan, Aleksander V. Stenin
Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: The paper deals with the impact of measured channel state delays caused by subscriber movement and the delay-related effects of channel aging on the performance of DFT codebook precoding in a downstream multi-user MISO system. The channel estimate is obtained using the MMSE algorithm. The paper discusses a precoding algorithm based on codebooks and a method based on numerical optimization for calculating precoding weight vectors in order to increase the total spectral efficiency of a multi-user system.

To carry out numerical modeling, the QUADRIGA radio channel modeling package was used, which allows us to obtain the required volume of MISO channel implementations when subscribers move at different speeds. A comparison of the obtained precoding characteristics of the compared algorithms in a channel with movement of subscribers and the presence of spatial correlation is performed based on the distribution function of the average spectral efficiency over a set of users.

Keywords: 5G new radio, precoding, MU-MISO, QUADRIGA, channel estimation.

For citation: Kalachikov A. A., Rezvan I. I., Stenin A. V. Investigation of the influence of the effect of communication channel aging on the characteristics of precoding in the MU-MISO system at different speeds of movement of subscribers (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 32-42. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-32-42>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Kalachikov A. A., Rezvan I. I., Stenin A. V.,
2024

The article was submitted: 14.03.2024;
revised version: 08.04.2024;
accepted for publication 09.04.2024.

References

1. *E. Castaneda, A. Silva, A. Gameiro, and M. Kountouris*, An overview on resource allocation techniques for multi-user MIMO systems, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 239-284, 2017.
2. *Truong, K.T.; Heath, R.W.* Effects of channel aging in massive MIMO systems. *J. Commun. Netw.* 2013, 15, 338-351.
3. *Yin, H.; Wang, H.; Liu, Y.; Gesbert, D.* Addressing the Curse of Mobility in Massive MIMO With Prony-Based Angular-Delay Domain Channel Predictions. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2020, 38, 2903-2917.
4. 3GPP, NR; Physical channels and modulation, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification (TS) 38.211, 10, version 16.3.0.
5. *R. Chopra, C. R. Murthy, H. A. Suraweera, and E. G. Larsson*, Performance analysis of FDD massive MIMO systems under channel aging, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 2, pp. 1094-1108, Feb. 2018.
6. *L. H. Nguyen, R. Rheinschmitt, T. Wild, and S. Brink*, Limits of channel estimation and signal combining for multipoint cellular radio, in *Proc. 8th Int. Symp. Wireless Communication Systems*, 2011, pp. 176-180.
7. *J. Zheng, J. Zhang, E. Bjornson, and B. Ai*, Impact of channel aging on cell-free massive MIMO over spatially correlated channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 10, pp. 6451-6466, 2021.
8. *M. Bengtsson and B. Ottersten*, Optimal and suboptimal transmit beamforming, in *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, L. C. Godara, Ed. CRC Press, 2001.
9. *W. Yu and T. Lan*, Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2646-2660, 2007.
10. *S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Boerner and L. Thiele, F. Burkhardt, E. Eberlein*, "QuaDRiGa - Quasi Deterministic Radio Channel Generator," User Manual and Documentation. Tech. Rep. v2.2.0, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute (2019).
11. *S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Boerner and L. Thiele*, QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials, *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 2014.
12. *M. Grant, S. Boyd*, CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1.. available at: <http://cvxr.com/cvx> (access: 31.01.2024).
13. *Kalachikov A.* Numerical Evaluation of the MU-MIMO Beamforming Performance with User Selection Algorithm. *Proceedings of Telecommunication Universities.* 2023;9(2):65-71. (In Russ.) <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2023-9-2-65-71>

Aleksander A. Kalachikov

cand. of sci. (Engineering), lecturer of the Department of Radio Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone +7 383 2698267, e-mail: kalatch@sibguti.ru, ORCID ID: 0000-0003-1235-6314.

Ivan I. Rezvan

cand. of sci. (Engineering), lecturer of the Department of Radio Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone (383) 269-82-93, e-mail: rezvan@sibsutis.ru, ORCID ID: 0009-0002-6875-7061.

Aleksander V. Stenin

senior lecturer of the Department of Radio Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone (383) 269-82-42, e-mail: av.stenin@yandex.ru, ORCID ID: 0000-0002-7851-3012.

Алгоритм для автоматического удаления статичных погодных явлений на основе билатерального фильтра

Г. Е. Эдель, М. Е. Сукотнова

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Аннотация: Данная статья посвящена предобработке изображений, полученных в условиях плохой видимости. Такие явления, как туман или дымка, способны существенно снижать точность нейронных сетей, предназначенных для обнаружения объектов, тем самым не давая системам, основанным на компьютерном зрении, нормально функционировать. В данной работе был реализован алгоритм для автоматического удаления статичных погодных явлений на основе билатерального фильтра. Алгоритм был протестирован совместно с нейронной сетью, обученной распознавать дорожные знаки.

Ключевые слова: компьютерное зрение, предобработка изображений, обнаружение объектов, статичные метеоусловия, билатеральный фильтр, повышение точности обнаружения, условия плохой видимости.

Для цитирования: Эдель Г. Е., Сукотнова М. Е. Алгоритм для автоматического удаления статичных погодных явлений на основе билатерального фильтра // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 43–51. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-43-51>



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Эдель Г. Е., Сукотнова М. Е., 2024

Статья поступила в редакцию 07.02.2024;
переработанный вариант – 14.04.2024;
принята к публикации 17.04.2024.

1. Введение

Распознавание дорожных объектов в системах компьютерного зрения представляет собой сложный вычислительный процесс, в ходе которого система, основываясь на обучающих данных, создает модель для классификации входящих изображений. Основной целью данного процесса является извлечение информации из фото- и видеоданных. Основной проблемой в задачах распознавания все еще является несовершенство входных параметров, характеризуемое внутриклассовой изменчивостью [1–2]. Под внутриклассовой изменчивостью понимаются различные условия съемки: изменение освещения, размеры объектов, угол обзора. Также неблагоприятные погодные условия, такие как дождь, туман или снег, приводящие к пиксельным перекрытиям, существенно снижают точность распознавания. Подобные погодные условия могут создавать локальные темные или светлые области на изображениях и вызывать нежелательные искажения. Это представляет собой одну из важнейших проблем при создании систем, способных распознавать объекты, такие как дорожные знаки. Распознавание дорожных элементов сегодня используется как в автономных системах помощи водителям, так и для камер безопасности дорожного движения, способствуя уточнению дорожных ситуаций сотрудниками государственной инспекции безопасности дорожного движения (ГИБДД), поэтому точность распознавания

при любых возможных метеоусловиях на дороге – важный элемент подобных алгоритмов [2–5].

Разработка стабильной системы распознавания требует применения различных алгоритмов предобработки входных данных, так как использование материалов, полученных в условиях, близких к идеальным, недостаточно. Существует множество методов и алгоритмов для улучшения качества фото- и видеоданных в сложных условиях видения, включая локальную фильтрацию, разнообразные алгоритмы фильтров, удаление тех или иных участков изображения, выравнивание гистограмм, применение нейронных сетей и так далее. Однако все они делятся на две большие категории – аппаратные и программные. Аппаратные методы не нашли широкого практического применения в задачах распознавания, в отличие от программных методов, которые легче внедряются, современны и способны работать с различными искажениями [3–6].

Таким образом, разработка алгоритмов, способных повысить качество сцен, полученных в сложных метеоусловиях – актуальная задача компьютерного зрения в вопросах распознавания дорожных знаков.

2. Разработка алгоритма для снижения влияния статических эффектов, вызванных сложными метеоусловиями

Выбор метода и алгоритма повышения качества фото- и видеоданных, полученных в сложных условиях видения, зависит от целей, которые стоят перед разработчиком. Условно программные методы делятся на две категории – локальные и глобальные. Локальные методы направлены на работу с пространственным распределением пикселей в кадре, тогда как глобальные методы в ходе своей работы влияют на все пиксели фото- и видеоизображения. В данной работе будет рассмотрена проблема перекрытия дорожного возникшим в результате тумана [4–6].

Нейронная сеть для обнаружения и распознавания дорожных знаков была обучена на 100 классах. В среднем для каждого класса было отобрано 700 изображений. Объекты интереса были отобраны из открытой базы данных российских дорожных знаков, что позволило создать базу данных из более чем 70 тысяч изображений различных знаков. Для распределения изображений по классам использовался файл формата .csv, содержащий названия файлов и соответствующие классы. Эта операция была выполнена автоматически, что позволило создать по одной директории для каждого из 100 классов. Каждый класс включал в себя изображения дорожного знака при различных условиях освещения, углах поворота и размерах. Размер всех изображений составлял 48×48 пикселей, чтобы на них присутствовал только объект интереса – дорожный знак. Набор данных был разделен на обучающую и тестовую выборки, при соотношении 80% на 20% соответственно. В данном случае обучение нейронной сети на 100 классах с более чем 70000 изображений заняло более 6 часов при 100 эпохах обучения. Технические характеристики компьютера, использовавшегося для обучения, включают процессор AMD Ryzen 5 5600G, 6 ядер, 64 Гб оперативной памяти и видеокарту 3060ti.

Для данной работы в качестве статичного условия был выбран туман на изображении, характеризуемом пониженной контрастностью. Из-за тумана создавалось цветовое несоответствие между входящими в нейронную сеть дорожными знаками и знаками, на которых она была обучена, тем самым препятствуя получению стабильных результатов работы нейронной сети и детектора.

Для удаления статичных метеоусловий из кадра был выбран алгоритм фильтрации, основанный на работе билатерального фильтра. Фильтрационные алгоритмы по своей работе более просты, нежели нейросетевые, но при этом также достаточно эффективно удаляют нежелательные эффекты с изображений.

Для реализации алгоритма был выбран метод фильтрации и слияния изображений с использованием билатерального фильтра с параметрами: $d = 5$ (диаметр окрестности

пикселя); $\sigma_s = 100$ (пространственный вес); $\sigma_r = 100$ (ранговый вес) для удаления тумана с изображения. Данный алгоритм применим как для фото, так и для видеоизображений, более того, предобработка фото- или видеоизображений при помощи алгоритмов фильтрации показывает высокую скорость и эффективность в удалении нежелательных эффектов из кадра.

На рис. 1 (а) представлено входное тестовое изображение для реализации работы алгоритма для автоматического удаления статичных погодных явлений (тумана), а на рис. 1 (б) представлен результат работы данного алгоритма.



Рис. 1. Применение автоматического удаления статичных погодных явлений
а – исходное изображение; б – обработанное изображение

На рис. 2 представлены гистограммы для исходного (а) и обработанного (б) изображений.

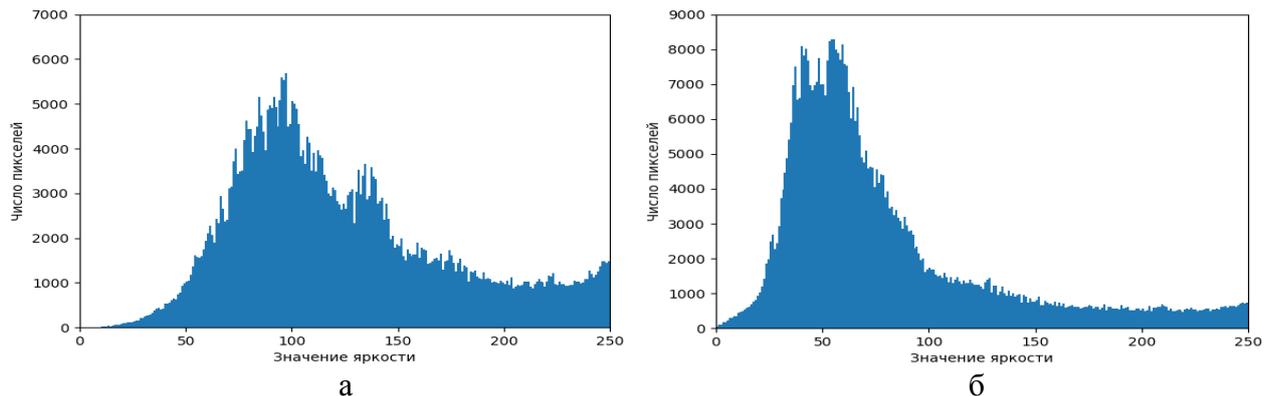


Рис. 2. Гистограммы изображений
а – исходное изображение; б – обработанное изображение

Как можно заметить, обращаясь к рис. 2, алгоритм справился с обработкой низкоконтрастного изображения, гистограмма сместилась в сторону темных участков изображения за счет процесса эквализации гистограммы и смешивания двух изображений.

Сам алгоритм делится на несколько шагов:

1. Получение значений соседних пикселей для сглаживания изображения за счет нелинейной комбинации значений соседних изображений. Каждый пиксель заменяется средневзвешенным значением соседнего пикселя. Учитывается разница интенсивности между центральным и соседними пикселями. Чем больше будет эта разница, тем меньше вклад соседних пикселей при сглаживании, а значит, каждый пиксель заменяется средневзвешенным значением его соседей.

2. Нормализация данных.

3. Применение билатерального фильтра с помощью встроенной функции `cv2.bilateralFilter`.

4. Смешивание исходного изображения и полученного для повышения контрастности с помощью функции `cv2.addWeighted`.

Эффективность работы алгоритма определялась по следующим критериям точности:

- ракурс съемки;
- пространственное разрешение знака в кадре.

Поскольку в ночное время суток использование алгоритма удаления тумана из кадра затруднительно, данный критерий не рассматривался.

На рис. 3 представлена блок-схема полученного алгоритма для распознавания дорожных знаков, зафиксированных в неблагоприятных условиях съемки. Изначальным этапом построения такого алгоритма является составление базы данных, затем – постобработка кадров базы данных, на которых впоследствии обучается нейронная сеть. Далее поступающие в систему кадры обрабатываются с помощью встроенного алгоритма удаления тумана и подаются в обученную модель для верного отнесения входящих знаков к тому или иному классу. Если знак не был классифицирован вовсе, алгоритм возвращается к обращению нейронной сети к базе данных, пока знак не будет распознан. После процесса распознавания на результирующем изображении выводится обработанный кадр с выделенными знаками, которые промаркированы классом с его названием. На этом работа алгоритма заканчивается.

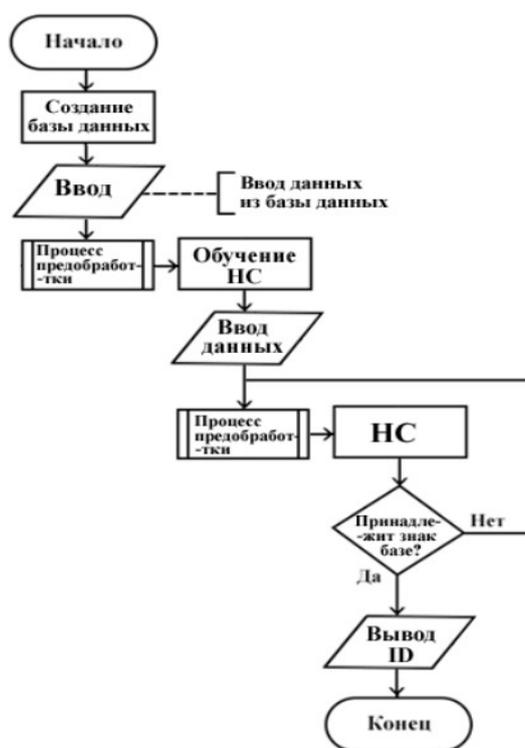


Рис. 3. Блок-схема алгоритма

3. Исследование эффективности разработанного алгоритма для повышения точности распознавания дорожных знаков в сложных метеоусловиях

После того как алгоритм был полностью готов, были проведены исследования его влияния на точность обнаружения в кадрах с плохими условиями видимости. На рис. 4 представлены результаты применения алгоритма удаления тумана вместе с обученной нейронной сетью.



Рис. 4. Применение построенного алгоритма
а – исходное изображение; б – обработанное изображение; в – распознавание дорожного знака

Итак, первым критерием точности является ракурс съемки при повороте знака в плоскости. Данный критерий является наиболее важным из всех предложенных ранее, поскольку для более точного представления ситуации на дороге необходимо, чтобы алгоритм верно определял знак вне зависимости от угла поворота. Алгоритм был протестирован на 100 изображениях различных классов при разрешении 1280×720 пикселей, сделанных во время тумана и смога. Пример работы нейронной сети для данного критерия точности без удаления тумана (а) и с ним (б) представлен на рис. 5–6.

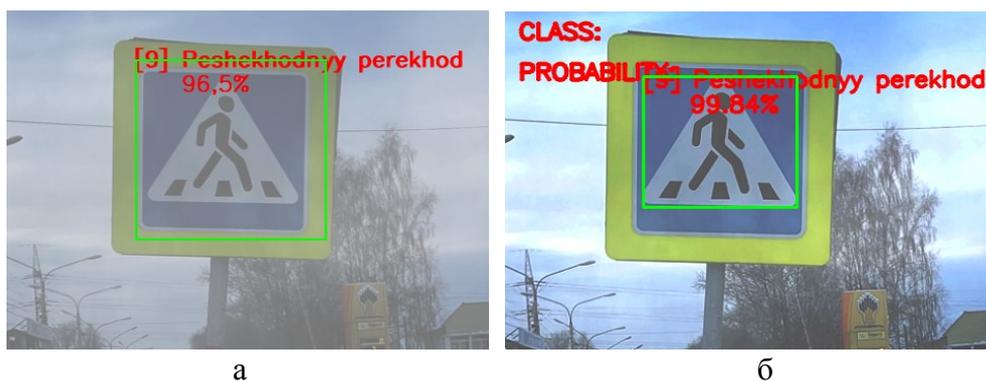


Рис. 5. Результаты распознавания дорожных знаков при прямой съемке (0°)
а – исходное изображение; б – обработанное изображение



Рис. 6. Результаты распознавания дорожных знаков при угловой съемке (20°)

В случае с прямым ракурсом съемки (поворот знака в плоскости равен 0°), алгоритм верно определял входящие в систему дорожные знаки, однако при различных поворотах знака в кадре нейронной сети было сложно верно отнести входящий в систему знак к нужному классу. В частности, при маленьком разрешении знака в кадре (до 100×100

пикселей), алгоритм и вовсе не распознавал необходимый знак, поэтому результат распознавания при угловой съемке будет приведен только для кадра, для которого был удален туман.

Таким образом, среднее значение числа точности у кадров с содержанием тумана для прямой съемки (0°) составило 90 – 97 %, тогда как среднее значение числа точности у кадров с удаленным туманом составило 95 – 99 %, что говорит об эффективности работы алгоритма в сложных условиях видения. Средние значения данного критерия точности для угловой съемки (20°) при использовании кадров с туманом не оценивались, однако в случае удаления тумана средние значения числа точности составили 96 – 99 %, что говорит о достаточно точном результате распознавания, но все еще недостаточной стабильности комбинации алгоритма при различных поворотах, в особенности для знаков с низким пространственным разрешением (до 100×100 пикселей).

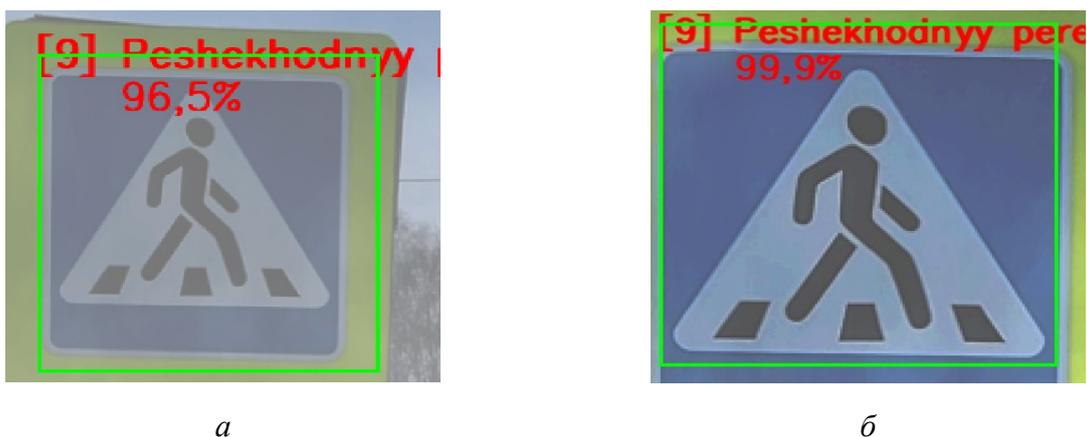


Рис. 7. Результаты распознавания дорожных знаков при высокой детализации
а – исходное изображение; б – обработанное изображение



Рис. 8. Результаты распознавания дорожных знаков при низкой детализации

Следующий критерий точности – пространственное разрешение области знака в кадре (детализация знака в кадре). Необходимо проверить точность обнаружения и распознавания знака как при малой детализации, так и при высокой. Для каждого случая алгоритм был протестирован на 100 изображениях различных классов при разрешении 1280×720 пикселей, сделанных во время тумана и смога. На рис. 7 представлены результаты распознавания при высокой детализации объекта интереса (165×165 пикселей), а на рис. 8 (а) – результаты распознавания при низкой детализации объекта интереса (38×38 пикселей). Знаки для кадров, у которых не удалялся туман, при малой детализации не распознавались, поэтому результаты распознавания будут приведены только в случае использования удаления тумана.

Таким образом, распознавание дорожных знаков при высокой детализации знака в кадре не стало проблемой для построенной модели нейронной сети: знак верно распознавался как для кадров, содержащих туман, так и для кадров, на которых туман был удален. Так, среднее значение точности для высокого пространственного разрешения области знака в кадре (165×165 пикселей) составило 93 – 97 %, тогда как комбинация алгоритма удаления тумана с построенной моделью нейронной сети дала средние значения числа точности в районе 98 – 100 %, что говорит о повышении точности распознавания в результате предобработки.

Поскольку распознавание дорожных знаков при низкой детализации знака в кадре (38×38 пикселей) с туманом было в большинстве своем выполнено неверно, средние значения числа точности не учитывались. Однако в результате удаления тумана из кадра нейронная сеть могла определить и верно классифицировать входящие в него дорожные знаки для низкой детализации кадра. Так, среднее значение числа точности при низкой детализации знака в кадре (38×38 пикселей) в результате работы комбинации двух алгоритмов составило 94 – 99 %. Стоит указать, что при более низкой детализации знака в кадре или же в тех случаях, когда знаков в кадре слишком много, нейронная сеть смогла определить не все знаки, которые присутствовали в кадре. На рисунке 8 (б) представлен пример подобной ситуации.

Была проведена проверка быстродействия. Так, при разрешении 1280x720 быстродействие составило 28 мс или 35 FPS. Это говорит о том, что алгоритм вполне способен работать в реальном времени. На данный момент существует множество разрабатываемых алгоритмов, направленных на обнаружение и распознавание дорожных знаков в сложных метеоусловиях. Однако методы достижения цели используются весьма разнообразные, так, например, недавние модификации алгоритма YOLOv5 привели к значительному улучшению распознавания размытых или удаленных объектов [7]. Еще один подход предполагает использование управляемой фильтрации изображений в сочетании с Faster R-CNN для повышения точности распознавания дорожных знаков в условиях тумана или дождя [8]. Хотя эти инновации существенно повысили надежность систем распознавания дорожных знаков, исследования в этой области еще не привели к разработке достаточно эффективных систем обнаружения и распознавания объектов в реальном времени. В связи с этим проблема обнаружения и распознавания дорожных знаков в сложных метеоусловиях остается крайне актуальной. Существуют алгоритмы более точные и надежные, а также менее точные, но с лучшим быстродействием, в данной работе удалось достичь баланса между этими величинами.

В ходе данной работы был разработан автоматический алгоритм предобработки изображений, способный удалять с них статичные погодные явления, тем самым повышая точность обнаружения дорожных знаков нейронной сетью.

Литература

1. *Mathias M., Timofte R., Benenson R. and Van Gool L.* Traffic sign recognition — How far are we from the solution?// IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2013. P. 1–8.
2. *Levinson J., Askelad J., Becker J. and Dolson J.* Towards fully autonomous driving: Systems and algorithms // IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV), 2011. P. 163–168.
3. *Timofte R., Zimmermann K., Van Gool L.* Multi-view traffic sign detection, recognition, and 3D localization, Machine vision and applications // Machine vision and applications, 2009. P. 633–647.
4. *Sermanet P., LeCun Y.* Traffic sign recognition with multi-scale convolutional networks // IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2011. P. 2809–2813.

5. *Houben S., Stallkamp J., Salmen J., Schlipsing M. and Igel C.* Detection of traffic signs in real-world images: The German Traffic Sign Detection Benchmark // IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2013. P. 1–8.
6. *Qi Y., Zhang P.* The Tracker with Online Training Based on the TLD Algorithm // Proceedings of the 2nd International Conference on Information Technology and Intelligent Transportation Systems, 2017. P. 76–81.
7. *Dang P., Tran N. T., To V. H. and Thi M. T.* Improved YOLOv5 for real-time traffic signs recognition in bad weather conditions // The Journal of Supercomputing, vol. 79, no. 13, 2023. P. 10706–10724.
8. *Xing J., Nguyen M. and Yan W. Q.* The Improved Framework for Traffic Sign Recognition Using Guided Image Filtering // SN Computer Science, 2022. P. 85–99.

Эдель Герман Евгеньевич

аспирант кафедры телевидения и управления, инженер лаборатории телевидения и автоматики, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40), тел. +7 952 683 3197, e-mail: german.edel199@gmail.com, ORCID ID: 0000-0001-5935-9710.

Сукотнова Марина Евгеньевна

магистр, инженер лаборатории телевидения и автоматики, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40), e-mail: msukotnova@mail.ru, ORCID ID: 0009-0002-7703-3081.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Algorithm for automatic removal of static weather phenomena based on a bilateral filter

German E. Edel, Marina E. Sukotnova

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TSUCSR)

Abstract: This article is devoted to the preprocessing of images obtained in poor visibility conditions. Phenomena such as fog or haze can significantly reduce the accuracy of neural networks designed to detect objects. Thus, preventing systems based on computer vision from functioning normally. In this work, an algorithm was implemented for automatic removal of static weather phenomena based on a bilateral filter. The algorithm was tested on a neural network trained to recognize road signs.

Keywords: computer vision, image preprocessing, object detection, static weather conditions, bilateral filter, increasing detection accuracy, poor visibility conditions.

For citation: Edel G. E., Sukotnova M. E. Algorithm for automatic removal of static weather phenomena based on a bilateral filter (in Russian). Vestnik SibGUTI, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 43-51. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-43-51>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Edel G. E., Sukotnova M. E. 2024

The article was submitted: 07.02.2024;
revised version: 14.04.2024;
accepted for publication 17.04.2024.

References

1. *Mathias M., Timofte R., Benenson R. and Van Gool L.* Traffic sign recognition — How far are we from the solution?// IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2013. P. 1–8.
2. *Levinson J., Askelad J., Becker J. and Dolson J.* Towards fully autonomous driving: Systems and algorithms // IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV), 2011. P. 163–168.
3. *Timofte R., Zimmermann K., Van Gool L.* Multi-view traffic sign detection, recognition, and 3D localization, Machine vision and applications // Machine vision and applications, 2009. P. 633–647.
4. *Sermanet P., LeCun Y.* Traffic sign recognition with multi-scale convolutional networks // IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2011. P. 2809–2813.
5. *Houben S., Stallkamp J., Salmen J., Schlipsing M. and Igel C.* Detection of traffic signs in real-world images: The German Traffic Sign Detection Benchmark // IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2013. P. 1–8.
6. *Qi Y., Zhang P.* The Tracker with Online Training Based on the TLD Algorithm // Proceedings of the 2nd International Conference on Information Technology and Intelligent Transportation Systems, 2017. P. 76–81.
7. *Dang P., Tran N. T., To V. H. and Thi M. T.* Improved YOLOv5 for real-time traffic signs recognition in bad weather conditions // The Journal of Supercomputing, vol. 79, no. 13, 2023. P. 10706–10724.
8. *Xing J., Nguyen M. and Yan W. Q.* The Improved Framework for Traffic Sign Recognition Using Guided Image Filtering // SN Computer Science, 2022. P. 85–99.

German E. Edel

postgraduate student of the Department of Television and Control, engineer of the Laboratory of Television and Automation, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TSUCSR, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40), tel. +7 9526833197, e-mail: german.edel99@gmail.com, ORCID ID: 0000-0001-5935-9710.

Marina E. Sukotnova

master, engineer of the laboratory of television and automation, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TSUCSR, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40), e-mail: msukotnova@mail.ru, ORCID ID: 0009-0002-7703-3081.

Результаты по целочисленным графам

А. Ю. Овчаренко

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В статье представлен обзор результатов, связанных с поиском целочисленных графов Кэли и смежные вопросы.

Ключевые слова: целочисленные графы, спектр графа, регулярные графы, нерегулярные графы, 4-регулярные графы.

Для цитирования: Овчаренко А. Ю. Результаты по целочисленным графам // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 52–61. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-52-61>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Овчаренко А. Ю., 2024

Статья поступила в редакцию 18.03.2024;
переработанный вариант – 25.04.2024;
принята к публикации 26.04.2024.

1. Введение

Граф является целочисленным, если все собственные значения его матрицы смежности являются целыми числами. Понятие целочисленных графов было впервые введено Харари и Швенком [1]. В этой же работе была поставлена задача поиска целочисленных графов Кэли.

Графы Кэли имеют особую структуру и свойства, которые их делают интересными для исследования. В 1986 году была представлена теоретико-групповая модель [2], называемая моделью графа Кэли. Модель находит свое применение в проектировании, анализе и улучшении сетей. Авторы работы показали, что эта модель универсальна, и продемонстрировали, как сети взаимосвязей могут быть представлены в этой модели. Модель позволяет проектировать сети, основанные на представлениях конечных групп. Авторы статьи проанализировали эти сети, теоретически интерпретируя теоретико-групповой структурный граф; используя эти идеи и руководствуясь некоторыми хорошо известными комбинаторными задачами, они разработали два класса сетей, называемых star графами и pancake графами. Показано, что эти сети обладают лучшей производительностью, чем предыдущие сети.

Было предложено использовать графы Кэли в качестве инструмента для построения вершинно-симметричных сетей взаимосвязей [3]. Выделены преимущества использования графов Кэли в качестве сетевых моделей, такие как вершинная транзитивность (для каждой вершины используется один и тот же алгоритм маршрутизации), реберная транзитивность (каждое ребро в графе выглядит одинаково), иерархическая структура (допускает рекурсивные построения), высокая отказоустойчивость (максимальное количество вершин, которые необходимо удалить, чтобы граф оставался связным); малая степень и диаметр [3].

Графы Кэли и смежные графы являются хорошими моделями для сетей взаимосвязей [4, 5]. Многие известные сети взаимосвязей представляют собой графы Кэли или смежные графы. Например, сети «гиперкуб», «бабочка», «тор» являются графами Кэли, в то время как сети де Брейна и сети обмена в случайном порядке (shuffle-exchange) являются смежными графами [5]. Предложено, что для орграфов Кэли отсутствуют общие теоремы, и для

определения их свойств необходимо использовать теорию групп [5]. В работе [6] была рассмотрена взаимосвязь между орграфами Кэли и их смежными графами относительно подгрупп, и получены некоторые общие результаты о гомоморфизме. Продемонстрированы применение этих результатов к некоторым хорошо известным сетям, таким как сеть «бабочка» (butterfly), сеть де Брейна, сеть cube-connected cycles, сеть обмена в случайном порядке (shuffle-exchange). В заключении авторы сделали вывод о том, что многие другие полезные направленные и ненаправленные сети могут быть сформулированы аналогичным образом и изучены. В частности, полученные результаты могут быть полезны при проектировании масштабируемых межсетевых сетей для параллельной обработки данных, обладающих желаемыми свойствами простых алгоритмов маршрутизации, сбалансированным коммуникационным трафиком и устойчивостью к сбоям узлов и каналов связи.

В 2005 году были рассмотрены результаты теоретико-графового и теоретико-группового моделирования с точки зрения взаимосвязей между теорией структурной информации и коммуникационной сложностью распределения выборов лидера [7]. Специфическое поведение различных классов сетей (сетей графов Кэли, сетей де Брейна и Каутца) изучается с точки зрения обычных требований к эффективности, таких как маршрутизация, симметрия и алгебраическая структура.

Целочисленные графы могут представлять интерес для проектирования сетевой топологии сетей передачи совершенных состояний [8, 9].

Топологии сети «кольцо», «гиперкуб» и «тор» являются графами Кэли. Сравнение полученных характеристик целочисленных графов Кэли знакопеременных, симметрических, линейных групп и групп диэдра (в особенности, групп диэдра) с соответствующими характеристиками гиперкубов и торов показало, что графы обладают более предпочтительными характеристиками, чем гиперкубы [10].

Отсюда можно сделать вывод, что данные графы заслуживают внимания при проектировании перспективных топологий многопроцессорных вычислительных систем.

2. Регулярные графы

Для целочисленных регулярных графов можно получить новые классы целочисленных графов, взяв их реберные графы. Реберным графом $L(G)$ неориентированного графа G называется граф $L(G)$, представляющий соседство рёбер графа G [11].

Теорема 1. [11] Пусть $G = NEPS(G_1, \dots, G_n; B)$, $NEPS$ – non-complete extended p -sum of graphs (неполная расширенная p -сумма графов), и пусть G_1, \dots, G_n – связные графы. Тогда G – регулярный целочисленный граф тогда и только тогда, когда G_i , $i = 1, \dots, n$ являются регулярными целочисленными графами.

Показано, что $L_2(G) = L(S(G))$ является целочисленным графом в том случае, если G является (дизъюнктным) объединением полных графов, каждый из которых имеет фиксированное число S (≥ 2) вершин (здесь S обозначает граф, полученный путем вставки только одной вершины в каждое ребро). В [12] представлена конструкция бесконечного семейства целочисленных графов в классе полных трехсторонних графов K_{n_1, n_2, n_3} .

Общий результат о конечности числа целочисленных графов внутри бесконечного множества графов был представлен в [11].

Теорема 2. [11] Множество I_r всех регулярных связных целочисленных графов фиксированной степени r конечно.

Диаметр любого графа I_r ограничен, поскольку спектр регулярного графа степени r лежит в отрезке $[-r, r]$. Тогда число различных целых собственных значений не будет превосходить $2r + 1$, и следовательно, диаметр не может быть выше, чем $2r$. Аналогично можно привести доказательство, что множество всех нерегулярных связных целочисленных графов с заданной максимальной вершиной степенью, равной 4 конечно.

Теорема 3. [11] *Единственными связанными целочисленными графами, которые не являются 3-регулярными и максимальные степени вершин, которых не превышает трех:*

$$K_1, K_2, K_3, C_4, C_6, K_2 \circ 2K_1, S(K_{1,3}),$$

где \circ обозначает коронарное произведение двух графов.

3. Классы целочисленных графов

В третьем разделе представлены результаты о некоторых частных классах целочисленных графов.

3.1. Кубические графы

Кубический граф – это граф, в котором каждая вершина имеет степень 3. Поэтому кубический граф будет определен как 3-регулярный граф.

В статье 1976 года «Существует ровно 13 связных кубических целочисленных графов» [13] Ф. С. Бюссмакера и Д. М. Четковича представлены первые значимые результаты в поисках целочисленных графов.

И одновременно, такой же результат независимо был анонсирован А. Я. Швенком [14].

Заметим, что методы исследования, которые использовали авторы, отличались друг от друга. А именно, в работе Ф. С. Бюссмакера и Д. Четковича были объединены вычисления, которые проводились на компьютере с теоретическими рассуждениями. В работе А. Я. Швенка результат был полностью получен «вручную».

3.2. Целочисленные графы

В 1984 году была представлена работа М. Ройтмана «Бесконечное семейство целочисленных графов» [15], в которой были построены целочисленные полные трехдольные графы.

В 2004 году в статье «Целочисленные полные r – частичные графы» [16] авторов Ванг, Ли и Хёде, приведено необходимое и достаточное условие полных r -дольных графов. Графы r -дольные являются целочисленными. Бесконечно много новых классов таких целочисленных графов можно построить из r -дольных графов.

3.3. Нерегулярные не двудольные целочисленные графы с максимальной степенью четыре

В 1986 было доказано, что существует 13 связных нерегулярных не двудольных целочисленных графов с максимальной степенью четыре [17] (рис. 3.1 и рис. 3.2). Но соответствующая задача для двудольных графов еще не решена.

Пусть S' – подмножество S , содержащее все обобщенные линейные графы. Графы S' представлены на рис. 1.



Рис. 1. Нерегулярные двудольные целочисленные графы S'

Пусть S'' – множество нерегулярных, не двудольных, связных, целочисленных графов с максимальной степенью вершины четыре, которые являются исключительными графами. Графы S'' имеют среднюю степень меньше трех. Графы S'' представлены на рис. 2.

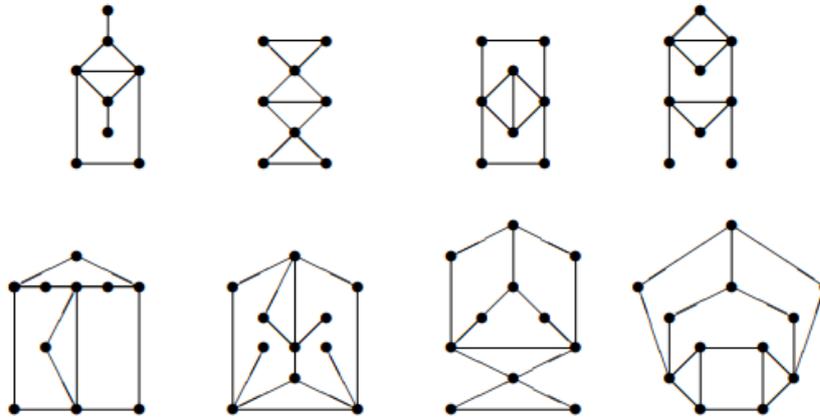


Рис. 2. Нерегулярные двудольные целочисленные графы S''

3.4. Связные целочисленные графы с числом вершин не больше 12

В 1999 году было доказано [18], что существует 150 связных целочисленных графов, имеющие число вершин не выше десяти. Для того, чтобы завершить данный список требовались компьютерные вычисления.

Изучение целочисленного графа до десяти вершин позволило получить данные о косвенных связанных целочисленных графах, косвенных дополнениях коспектральных графов, самодополнительных графах, целочисленных комплементарных парах.

Также были получены результаты на целочисленные графы до 12 вершин [19, 20]. Для этой цели был разработан алгоритм. Полученные результаты были проверены с помощью компьютерных вычислений. Определение целочисленных графов на 13 вершинах все еще продолжается.

3.5. Целочисленные 4-регулярные графы

В работе «4-регулярные целочисленные графы» [21] 1998 года было представлено 1888 возможных спектров 4-регулярных двудольных целочисленных графов. 4-регулярный граф – это граф, в котором каждая вершина имеет степень четыре, то есть четыре ребра. Двудольный граф – это граф, в котором каждая вершина может быть разделена на два независимых множества. Напомним, что спектр графа – это набор собственных значений его матрицы смежности. Если все собственные значения графа являются целыми числами, то граф называется целочисленным. В работе был выделен список 4-регулярных целочисленных графов в количестве 65 графов.

В статье «Несуществование некоторых 4-регулярных целочисленных графов» [22] 1999 года были получены результаты несуществования для некоторых из этих потенциальных спектров. Из этих результатов следует, что, за исключением 5 исключительных спектров, двудольный 4-регулярный целочисленный граф имеет не более 1260 вершин. Как следствие, двудольный 4-регулярный целочисленный граф G имеет не более 630 вершин, если только $G \times K_2$ не обладает одним из этих исключительных спектров.

В 2003 году определены все 24 связных 4-регулярных целочисленных графа, в спектрах которых отсутствуют числа $+3$ и -3 [23]. Существует ровно 16 двудольных и 8 недвудольных таких графов. Наименьший двудольный равен $K_{4,4}$, в то время как самый

большой имеет 32 вершины. Среди этих графов есть две тройки коспектральных неизоморфных графов и две пары коспектральных неизоморфных графов. Наименьший двудольный граф равен K_5 , а самый большой имеет 15 вершин. Среди этих графов есть пара коспектральных неизоморфных графов.

В 2007 году была опубликована работа [24], в которой было установлено соответствие между замкнутыми переходами в регулярных графах и переходами в бесконечных регулярных деревьях. Соответствие обеспечивает нижнюю границу числа замкнутых переходов в регулярных графах после подсчета переходов заданной длины между вершинами на заданном расстоянии в бесконечном регулярном дереве. Нижняя граница применяется для уменьшения числа допустимых спектров 4-регулярных двудольных целочисленных графов более чем наполовину. Приведены подробности компьютерного вычисления по всем 4-регулярным двудольным графам с числом вершин до 24, что дало в общей сложности 47 целочисленных графов. Возможные спектры 4-регулярных двудольных целочисленных графов были определены, а полный список, содержащий 1888 записей, можно найти в [25]. Ранее было показано существование графов с определенным числом таких спектров. В работе список возможных спектров был уменьшен до 828, с помощью использования новой нижней границы числа замкнутых переходов в регулярных графах. Было определено, что число вершин графов должно находиться от 8 до 560. Полученные графы удовлетворяют большинству изученных спектров. Но все же следует иметь в виду, что самый большой целочисленный граф, найденный в [26] с помощью теоретических аргументов, имел 32 вершины. Исчерпывающий поиск в этом порядке все еще недоступен современным компьютерам. Тем не менее, из-за крайне малого процента целочисленных графов среди связанных 4-регулярных двудольных графов, а также больших наборов коспектральных графов, безусловно, было бы более перспективно создать нетривиальный алгоритм для построения всех графов с заданным спектром, чтобы найти целочисленные графы на большем числе вершин, что является непростой задачей.

В [26] приведены списки связанных 4-регулярных целочисленных графов Кэли и связанных 4-регулярных целочисленных дуго-транзитивных графов.

С точностью до изоморфизма было обнаружено, что существует 32 связанных квартичных целочисленных графа Кэли, 17 из которых являются двудольными. Многие из них могут быть реализованы несколькими различными способами. Граф является дуго-транзитивным, если его группа автоморфизмов действует транзитивно на упорядоченные пары соседних вершин. С точностью до изоморфизма существует 27 квартичных целочисленных графов, которые являются дуго-транзитивными. Из этих 27 графов 16 являются двудольными и 16 являются графами Кэли. Были найдены ряд других квартичных целочисленных графов, найдено 9 новых спектров, которые могут быть реализованы с помощью двудольных квартичных целочисленных графов.

В таблице 1 показаны 4-регулярные двудольные целочисленные графах с n вершинами из проверенных графов с диапазоном вершин от 8 до 560.

Таблица 1. 4-регулярные двудольные целочисленные графах с n вершинами

n	8	10	12	16	18	24	30	32	36	40	48	72	120
i_n	1	1	2	1	1	3	1	1	1	1	1	2	1

В данной работе был дан полный список 4-регулярных графов, которые обладают нетривиальной группой автоморфизмов, что позволяет исследовать транзитивные свойства графов. И на основе этого можно сделать вывод, какие спектры будут удовлетворять нужным свойствам.

3.6. Нерегулярные двудольные целочисленные графы

Балинска и Симич также получили некоторые результаты нерегулярных, двудольных целочисленных графов с максимальной степенью 4 в [27–29].

В статье [27, 28] осуществлен поиск тех целочисленных графов, которые являются нерегулярными, двудольными и имеют максимальную степень 4. Исследована структура этих графов и предоставлены множество свойств, облегчающих компьютерный поиск. Авторы показали, что любой рассматриваемый граф имеет не более 78 вершин.

В [29] дается частично ответ на вопрос: «Какие нерегулярные двудольные целочисленные графы с максимальной четвертой степенью не имеют $+1$ и -1 в качестве собственных значений?»

В статье [30] были исследованы нерегулярные двудольные целочисленные графы. Построено 15 классов более крупных целочисленных графов из известных меньших. Классы состоят из двудольных и нерегулярных графов. Спектры и характеристические многочлены для данных графов получены из теории матриц. Целочисленность определяется с помощью использования теории чисел и компьютерного вычисления.

4. Целочисленные графы Кэли на некоторых группах

В статье [31] 2017 года приведены некоторые результаты целочисленных пятивалентных графов Кэли на абелевых или двугранных группах.

В работе [10] 2018 года был построен и реализован алгоритм для определения спектра графов Кэли на конечных группах. В частности, на симметрической знакопеременной, линейной группах и группе диэдра, заданных различными наборами порождающих, а именно, наборами инволюций. Из полученных результатов были определены новые семейства целочисленных графов.

В работе [32] 2020 года были доказаны теоремы о том, что спектр графа Кэли конечной группы с нормальным порождающим множеством, содержащим в каждом своем элементе все образующие циклической группы, является целым. В частности граф Кэли 2-группы, порожденной нормальным набором инволюций, является целым. Также доказано, что граф Кэли симметрической группы степени не менее 2, порожденной всеми перестановками, является целым. Найдены спектры графа Кэли знакопеременной группы степени не менее 4 с порождающим набором из трех циклов вида (kij) с фиксированным k , таким как

$$\{-n + 1, 1 - n + 1, 2^2 - n + 1, \dots, (n - 1)^2 - n + 1\}.$$

В работе [33] 2020 года было получено два новых бесконечных классов семейства целочисленных графов путем применения двойного переключения по Зайделю к звездчатым и нечетным графам. В частности, были найдены три новых 4-регулярных целочисленных графа с их спектрами. Если граф является целым, то он остается целым и после переключения по Зайделю.

В работе [34] 2021 года авторы, основываясь на теорию представлений конечных групп показали, что абелев граф Кэли является целочисленным графом тогда и только тогда, когда он является целочисленным по расстоянию. Авторы изучили спектр расстояний абелевых графов Кэли и класса не абелевых графов Кэли, а именно графа Кэли дициклической группы. В работе показано необходимое и достаточное условие для того, чтобы граф Кэли дициклической группой был целочисленным по расстоянию. Также были приведены некоторые простые условия целочисленности по расстоянию в терминах булевой алгебры. Построены несколько целочисленных бесконечных семейств целочисленных по расстоянию графов Кэли дициклической группы.

В работе [35] в качестве приложений приведены необходимые и достаточные условия для целочисленности по расстоянию графов Кэли над конечной абелевой группы. Приведены некоторые простые достаточные (или необходимые) условия для целочисленности и

целочисленности по расстоянию графа Кэли, соответственно, из которых можно получить несколько бесконечных семейств целочисленных и целочисленных по расстоянию графов Кэли. Построены целочисленные и дистанционные целочисленные графы Кэли по конечной абелевой группе. И, наконец, получены некоторые необходимые и достаточные условия эквивалентности целостности и дистанционной целостности графов Кэли над обобщенными двугранными группами.

5. Заключение

В период с 1974 года по настоящее время было проведено много исследований по целочисленным графам. В обзор данной статьи были включены основные результаты по целочисленным графам и их спектрам. В частности, представлены результаты по целочисленным графам, принадлежащим специальным классам и целочисленным графам Кэли на некоторых конечных группах.

Выражение благодарности

В заключение автор выражает благодарность рецензенту за замечания, способствовавшие улучшению материала работы.

Литература

1. *Harary F, Schwenk A. J.* Which graphs have integral spectra? *Graphs and Combinatorics* (Bari R. and Harary F., eds.), Springer-Verlag, Berlin (1974), P. 45—51.
2. *Akers S., Krishnamurthy B.* A group theoretic model for symmetric interconnection networks // *IEEE Transactions on Computers*, 1989. P. 555 - 566.
3. *Hwang K., Jacobs M., Earl E. Swartzlander (Jr.)*. Proceedings of the 1986 International Conference on Parallel Processing // *IEEE Computer Society Press*, 1986, P 1051.
4. *Annexstein, F., Baumslag, M., Rosenberg, A.L.* Group action graphs and parallel architectures. *SIAM J. Comput.*, 19, 1990. P. 544–569.
5. *Heydemann, M.* Cayley graphs and interconnection networks. In: G. Hahn and G. Sabidussi (Eds), *Graph Symmetry: Algebraic Methods and Applications*. 1997. P. 167–224.
6. *Xiao W., Parhami B.* Some mathematical properties of Cayley digraphs with applications to interconnection network design. *International Journal of Computer Mathematics*, 2005. P. 521–528.
7. *Lavault C.* Interconnection Networks: Graph- and Group Theoretic Modelling. 12th International Conference on Control Systems and Computer Science, 1999. P. 207-214.
8. *Godsil C.* State transfer on graphs. *Discrete Mathematics*, 312(1): P. 129 – 147, 2012.
9. *Ekert A., Christandl M., Datta N., Landahl A. J.* Perfect state transfer in quantum spin networks. *Phys. Rev. Lett.*, 92:187902, May 2004.
10. *Овчаренко А. Ю.* Спектры и диаметры графов Кэли некоторых конечных групп // *Вестник СибГУТИ*. 2018. №3. С. 45—61.
11. *Balinska K., Cvetkovic D., Radosavljevic Z., Simic S., Stevanovic D.* A survey on integral graphs, *Publ ETF*, 2002, № 13, P. 1-24.
12. *Cvetkovic D., Doob M., Sachs H.* Spectra of graphs – Theory and application. *Deutscher Verlag der Wissenschaften – Academic Press, Berlin–New York*, 1980; second edition 1982; third edition, *Johann Ambrosius Barth Verlag, Heidelberg–Leipzig*, 1995.
13. *Bussemaker F. C., Cvetkovic D.* There are exactly 13 connected, cubic, integral graphs. *Univ. Beograd, Publ. Elektrotehn. Fak., Ser. Mat. Fiz.*, Nos. 544–576 (1976), P. 43–48.
14. *Schwenk A. J.* Exactly thirteen connected cubic graphs have integral spectra. Proceedings of the International Graph Theory Conference at Kalamazoo, May 1976, (Y. Alavi and D. Lick, eds.) Springer-Verlag.

15. *Roitman M.* An infinite family of integral graphs, *Discrete Math.* 52 (1984), №2-3, P. 313—315.
16. *Wang L.G., Li X.L., Hoede C.* Integral complete r -partite Graphs, *Discrete Math.* 283 (2004), № 1-3, P. 231-241.
17. *Wang L.* A survey of results on integral trees and integral graphs, Department of Applied Mathematics, Faculty of EEMCS, University of Twente The Netherlands, Memorandum № 1763 (2005), P. 1—22.
18. *Balinska K. T., Cvetkovic D., Lepovic M., Simic S. K.* There are exactly 150 connected integral graphs up to 10 vertices. *Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat.* 10 (1999), P. 95-105.
19. *Balinska K. T., Kupczyk M., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* On generating all integral graphs on 11 vertices. *Computer Science Center Report № 469*, Technical University of Poznan, (1999/2000), P. 1–53.
20. *Balinska K. T., Kupczyk M., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* On generating all integral graphs on 12 vertices. *Computer Science Center Report № 482*, Technical University of Poznan, (2001), P. 1–36.
21. *Cvetkovic D., Simic S., Stevanovic D.* 4-Regular integral graphs, *Univ. Beograd. Publ. Elektr. Fak, Ser. Mat.* 9 (1998), P. 89–102.
22. *Stevanovic D.* Nonexistence of some 4-regular integral graphs, *Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat.* 10 (1999), P. 81-86.
23. *Stevanovic D.* 4-Regular integral graphs avoiding ± 3 in the spectrum, *Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat.* 14 (2003), P. 99-110.
24. *Stevanovic D., de Abreu N.M.M., de Freitas M.A.A., Del-Vecchio R.* Walks and Regular Integral Graphs, *Linear Algebra Appl.* 423 (2007), P. 119–135.
25. *Stevanovic D.* Some compositions of graphs and integral graphs (in Serbian), Ph.D. thesis, University of Nis, 2000.
26. *Minchenko M., Wanless I. M.* Quartic integral Cayley graphs. // *Ars Mathematica Contemporanea.* – V. 8. – 2015. P. 381–408.
27. *Balinska K. T., Simic S. K.* The nonregular, bipartite, integral graphs with maximum degree 4. Part I: Basic properties, *Graph theory (Kazimierz Dolny, 1997)*, *Discrete Math.* 236 (2001), №1-3, P. 13-24.
28. *Balinska K. T., Simic S. K.* Some remarks on integral graphs with maximum degree four. XIV Conference on Applied Mathematics (Palic, 2000). *Novi Sad J. Math.* 31 (2001), № 1, P. 19- 25.
29. *Balinska K. T., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* Which non-regular bipartite integral graphs with maximum degree four do not have ± 1 as eigenvalues? *Discrete Math.* 286 (2004), № 1-2, P. 15- 24.
30. *Stevanovic D.* Some compositions of graphs and integral graphs (in Serbian), Ph.D. thesis, University of Nis, 2000.
31. *Ghasemi M.* Integral pentavalent Cayley graphs on abelian or dihedral groups. *Proceedings of the Indian Academy of Sciences: Mathematical Sciences.* – 2017. – V. 127, № 2. – P. 219-224
32. *Konstantinova E. V., Lytkina D.V.* Integral Cayley Graphs over Finite Groups // *Algebra Colloquium.* – 2020. – V. 27, № 1. – P. 131-136.
33. *Goryainov S., Zhao D., Konstantinova E. V., Li H.* Integral graphs obtained by dual Seidel switching. *Linear Algebra and its Applications.* – 2020. – V. 604. – P. 476-489.
34. *Lu. Lu, Huang Q., Huang X.* Integral Cayley graphs over dihedral groups. *Journal of Algebraic Combinatorics.* – 2018. – V. 47, № 4. – P. 585-601.
35. *Huang J., Li. Sh.* Integral and distance integral Cayley graphs over generalized dihedral groups. *Journal of Algebraic Combinatorics.* – 2021. – V. 53, № 4. – P. 921-943.

Овчаренко Алёна Юрьевна

к.т.н., доцент кафедры высшей математики, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. +7 (952) 917-20-27, e-mail: shmatova_aaa@mail.ru, ORCID ID: 0000-0001-7929-1899.

Results of research on integer graphs

Alena Y. Ovcharenko

Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: The article provides an overview of the results related to the search for integer graphs and related issues.

Keywords: integer graphs, spectrum of graph, regular graphs, non-regular graphs, 4-regular graphs.

For citation: Ovcharenko A. Y. Results of search about Integer Graph (in Russian). Vestnik SibGUTI, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 52-61. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-52-61>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Ovcharenko A. Y., 2024

The article was submitted: 18.03.2024;
revised version: 25.04.2024;
accepted for publication 26.04.2024.

References

1. Harary F, Schwenk A. J. Which graphs have integral spectra? Graphs and Combinatorics (R. Bari and F. Harary, eds.), Springer-Verlag, Berlin (1974), pp. 45—51.
2. Akers S., Krishnamurthy B. A group theoretic model for symmetric interconnection networks. IEEE Transactions on Computers, 1989. pp. 555 - 566.
3. Hwang K., Jacobs M., Earl E. Swartzlander (Jr.). Proceedings of the 1986 International Conference on Parallel Processing. IEEE Computer Society Press, 1986, pp. 1051.
4. Annexstein, F., Baumslag, M., Rosenberg, A. L. Group action graphs and parallel architectures. SIAM J. Comput., 19, 1990. pp. 544–569.
5. Heydemann, M. Cayley graphs and interconnection networks. In: G. Hahn and G. Sabidussi (Eds), Graph Symmetry: Algebraic Methods and Applications. 1997. pp. 167–224.
6. Xiao W., Parhami B. Some mathematical properties of Cayley digraphs with applications to interconnection network design. International Journal of Computer Mathematics, 2005. pp. 521–528.
7. Lavault C. Interconnection Networks: Graph- and Group Theoretic Modelling. 12th International Conference on Control Systems and Computer Science, 1999. pp. 207-214.
8. Godsil C. State transfer on graphs. Discrete Mathematics, 312(1):129 – 147, 2012.
9. Ekert A., Christandl M., Datta N., Landahl A. J. Perfect state transfer in quantum spin networks. Phys. Rev. Lett., 92:187902, May 2004.
10. Ovcharenko A. Y. Spektry i diametry grafov Keli nekotorykh konechnykh grupp [Spectra and diameters of Cayley graphs of some finite groups]. Vestnik SibGUTI, 2018, no. 3, pp. 45-61.
11. Balinska K., Cvetkovic D., Radosavljevic Z., Simic S., Stevanovic D. A survey on integral graphs. Publ ETF, 2002, no. 13, pp. 1-24.
12. Cvetkovic D., Doob M., Sachs H. Spectra of graphs – Theory and application. Deutscher Verlag der Wissenschaften – Academic Press, Berlin–New York, 1980; second edition 1982; third edition, Johann Ambrosius Barth Verlag, Heidelberg–Leipzig, 1995.

13. *Bussemaker F. C., Cvetkovic D.* There are exactly 13 connected, cubic, integral graphs. Univ. Beograd, Publ. Elektrotehn. Fak., Ser. Mat. Fiz., Nos. 544–576 (1976), pp. 43–48.
14. *Schwenk A. J.* Exactly thirteen connected cubic graphs have integral spectra. Proceedings of the International Graph Theory Conference at Kalamazoo, May 1976, (Y. Alavi and D. Lick, eds.) Springer-Verlag.
15. *Roitman M.* An infinite family of integral graphs. Discrete Math. 52 (1984), no.2-3, pp. 313–315.
16. *Wang L. G., Li X. L., Hoede C.* Integral complete r-partite Graphs. Discrete Math. 283 (2004), no. 1-3, 231-241.
17. *Wang L.* A survey of results on integral trees and integral graphs. Department of Applied Mathematics, Faculty of EEMCS, University of Twente The Netherlands, Memorandum No. 1763 (2005), pp. 1–22.
18. *Balinska K. T., Cvetkovic D., Lepovic M., Simic S. K.* There are exactly 150 connected integral graphs up to 10 vertices. Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat. 10 (1999), 95-105.
19. *Balinska K. T., Kupczyk M., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* On generating all integral graphs on 11 vertices. Computer Science Center Report No. 469, Technical University of Poznan, (1999/2000), pp. 1–53.
20. *Balinska K. T., Kupczyk M., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* On generating all integral graphs on 12 vertices. Computer Science Center Report No. 482, Technical University of Poznan, (2001), pp. 1–36.
21. *Cvetkovic D., Simic S., Stevanovic D.* 4-Regular integral graphs, Univ. Beograd. Publ. Elektr. Fak, Ser. Mat. 9 (1998), pp. 89–102.
22. *Stevanovic D.* Nonexistence of some 4-regular integral graphs, Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat. 10 (1999), pp. 81-86.
23. *Stevanovic D.* 4-Regular integral graphs avoiding ± 3 in the spectrum, Univ. Beograd. Publ. Elektrotehn. Fak. Ser. Mat. 14 (2003), pp. 99-110.
24. *Stevanovic D., de Abreu N. M. M., de Freitas M. A. A., Del-Vecchio R.* Walks and Regular Integral Graphs. Linear Algebra Appl. 423 (2007), pp. 119–135.
25. *Stevanovic D.* Some compositions of graphs and integral graphs (in Serbian), Ph.D. thesis, University of Nis, 2000.
26. *Minchenko M., Wanless I. M.* Quartic integral Cayley graphs. Ars Mathematica Contemporanea. – Vol. 8. – 2015. pp. 381–408.
27. *Balinska K. T., Simic S. K.* The nonregular, bipartite, integral graphs with maximum degree 4. Part I: Basic properties, Graph theory (Kazimierz Dolny, 1997), Discrete Math. 236 (2001), no.1-3, pp. 13-24.
28. *Balinska K. T., Simic S. K.* Some remarks on integral graphs with maximum degree four. XIV Conference on Applied Mathematics (Palic, 2000). Novi Sad J. Math. 31 (2001), no.1, 19- 25. pp. 13 24.
29. *Balinska K. T., Simic S. K., Zwierzynski K. T.* Which non-regular bipartite integral graphs with maximum degree four do not have ± 1 as eigenvalues? Discrete Math. 286 (2004), no.1-2, pp. 15- 24.
30. *Stevanovic D.* Some compositions of graphs and integral graphs (in Serbian), Ph.D. thesis, University of Nis, 2000.
31. *Ghasemi M.* Integral pentavalent Cayley graphs on abelian or dihedral groups. Proceedings of the Indian Academy of Sciences: Mathematical Sciences. – 2017. – Vol. 127, no. 2. – pp. 219-224.
32. *Konstantinova E. V., Lytkina D. V.* Integral Cayley Graphs over Finite Groups. Algebra Colloquium. – 2020. – Vol. 27, no. 1. – pp. 131-136.
33. *Goryainov S., Zhao D., Konstantinova E. V., Li H.* Integral graphs obtained by dual Seidel switching. Linear Algebra and its Applications. – 2020. – Vol. 604. – pp. 476-489.
34. *Lu. Lu, Huang Q., Huang X.* Integral Cayley graphs over dihedral groups. Journal of Algebraic Combinatorics. – 2018. – Vol. 47, no. 4. – pp. 585-601.
35. *Huang J., Li. Sh.* Integral and distance integral Cayley graphs over generalized dihedral groups. Journal of Algebraic Combinatorics. – 2021. – Vol. 53, no. 4. – pp. 921-943.

Alena Y. Ovcharenko

PhD in Engineering, docent of the Department of Higher Mathematics, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 (952) 917-20-27, e-mail: shmatova_aaa@mail.ru, ORCID ID: 0000-0001-7929-1899.

Интегрированная с API байесовская модель управления рисками на базовых станциях сети сотовой связи

К. Э. Григорьев¹, В. С. Канев², А. Н. Полетайкин^{1,2}

¹ Кубанский государственный университет (КубГУ)

² Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В статье рассмотрен новый подход к управлению рисками возникновения нештатных ситуаций на базовых станциях сети сотовой связи. Многообразие нештатных ситуаций, возникающих на гетерогенном оборудовании под влиянием множества разнообразных внешних факторов делают задачу управления рисками критически важной. Новизна заключается в создании математической модели, учитывающей указанное многообразие. Это обеспечивает более точное и комплексное предсказание нештатных ситуаций. Модель построена на базе байесовской сети и генерирует оперативное решение в виде вероятностей возникновения нештатных ситуаций, показывает критические точки и потенциальные угрозы для работоспособности базовой станции в целом. Это помогает формировать рекомендации по снижению рисков нештатных ситуаций, определять приоритетные направления для внедрения улучшений и модернизации оборудования.

Для обеспечения эффективного взаимодействия с моделью осуществляется разработка и исследование API с использованием FastAPI и языка Python. API взаимодействует с байесовской моделью, созданной в BayesFusion GeNIe. Модель реализует новый способ интеграции созданной байесовской сети с существующими приложениями на принципах REST API. Тем самым реализуется новый подход к управлению рисками. Описаны процессы создания API, тестирования его производительности и развертывание. В результате применения API достигается возможность оперативного управления рисками, что помогает операторам предотвращать аварийные ситуации.

Интегрированная модель построена в исследовательских целях для мониторинга рискованного фона базовых станциях сети сотовой связи. Применение этой модели позволяет значительно повысить уровень автоматизации процесса управления рисками в ходе эксплуатации базовых станций сети сотовой связи.

Работа выполнена в рамках государственного задания 071-03-2024-001 от 19.01.2024.

Ключевые слова: байесовская сеть, API, оценка рисков, нештатные ситуации, сотовая связь, базовые станции, BayesFusion GeNIe, управление рисками, прогнозирование аварий, FastAPI, тестирование API, автоматизация.

Для цитирования: Григорьев К. Э., Канев В. С., Полетайкин А. Н. Интегрированная с API байесовская модель управления рисками на базовых станциях сотовой связи // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 62–76. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-62-76>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

Григорьев К. Э., Канев В. С.,
Полетайкин А. Н., 2024

Статья поступила в редакцию 01.10.2024;
переработанный вариант – 05.11.2024;
принята к публикации 06.11.2024.

1. Введение

Управление нештатными ситуациями на базовых станциях сотовой связи играет важную роль в обеспечении стабильности телекоммуникационных сетей. Базовые станции – ключевые элементы инфраструктуры, и любые сбои в их работе могут приводить к значительным последствиям. В современных условиях, когда частота сбоев возрастает, критически важно иметь инструменты для оперативного и точного прогнозирования рисков и их предотвращения.

Одним из эффективных подходов к оцениванию рисков в телекоммуникациях является использование байесовских сетей, которые позволяют моделировать вероятности нештатных ситуаций на основе множества факторов [1]. Байесовские модели обладают гибкостью, что делает их идеальными для таких задач, как управление аварийными ситуациями на базовых станциях. Существующие математические и программные решения, реализующие такие модели, требуют интеграции с существующими на объекте программными системами. Таким решением может быть разработка специализированного API [2].

API (Application Programming Interface) – это интерфейс, предоставляющий набор методов для взаимодействия между различными программными системами. Взаимодействие через API обеспечивает стандартизированный обмен данными и функциями, что играет важную роль в разработке современных приложений и сервисов, построенных на микросервисной архитектуре [3]. API поддерживает модульность и инкапсуляцию программного обеспечения, что улучшает гибкость систем. Развивается API-First подход, в котором главная роль при разработке приложения отводится API [4]. REST, SOAP являются основными архитектурными стилями для построения API. Кроме того, популярны API на основании GraphQL и gRPC. Чаще всего используется REST (Representational State Transfer) благодаря своей простоте и соответствию современным принципам веб-инфраструктуры [5, 6]. Этот подход основан на стандартных HTTP-методах (GET, POST, PUT, DELETE), что делает его понятным и доступным для разработчиков. REST API легко масштабировать и интегрировать с другими веб-сервисами, что особенно важно в условиях современного многоуровневого программного обеспечения.

Цель работы – разработка мероприятий по повышению рисковой устойчивости функционирования базовых станций сотовой связи за счет создания и применения нового научно обоснованного инструмента на основе современных математических и программных средств, предоставляющего операторам связи возможность не только предсказывать аварии, но и принимать превентивные меры для минимизации сбоев.

2. Методы оценивания рисков в телекоммуникациях

Управление рисками представляет собой комплексный процесс, направленный на выявление, оценку и минимизацию рисков, связанных с деятельностью организации. Современные подходы к управлению рисками включают разнообразные методы, основанные на научных исследованиях и практическом опыте. В основном методы управления рисками делятся на качественные и количественные. Однако с исследовательской точки зрения представляет интерес интегративный вариант. Это позволяет получить более комплексное понимание рисков и разработать эффективные стратегии их управления. Среди таких методов следует выделить FMEA (Failure Modes and Effects Analysis) – метод анализа видов и последствий отказов технических средств [7]. Расширение традиционного анализа FMEA – FMESA – добавляет оценку критичности отказов. Этот метод позволяет систематически идентифицировать возможные режимы отказа, оценивать их последствия и определять меры по снижению риска. Метод нашел широкое применение в телекоммуникационных системах и многократно исследован [7–10]. Будучи интегративным, он имеет реализации в комплексе с оптимизационным моделированием [8] и машинным обучением [9, 10].

Еще одним интегративным методом является нечеткий метод Дельфи (FDM) [11]. FDM сочетает в себе метод Дельфи с нечеткой логикой. Это позволяет учесть и эффективно обработать неопределенность и неточность, присущие экспертным мнениям. Этот метод особенно полезен для оценивания рисков, которые трудно измерить количественно, таких как стратегические и операционные риски [12]. Метод применяется в том числе и в телекоммуникациях [13], подобно FMECA, оценивая критичность нештатных ситуаций.

Востребованным и мощным инструментом для анализа рисков являются Байесовские сети. Они позволяют моделировать вероятностные зависимости между различными событиями [14]. Этот метод нашел применение также и в сочетании с анализом видов и последствий отказов (FMEA) для управления рисками неисправностей в телекоммуникационных системах [10]. Комплексное применение байесовских сетей в задаче анализа рисков ИТ-проектов выполнено в исследовании [15] в сочетании с методами проектного менеджмента и имитационным моделированием. Также применение байесовских сетей для анализа рисков показало высокую эффективность в многомерном факторном пространстве. Соответствующее исследование анализа рисков медицинской эвакуации опубликовано автором в [16].

Также среди интегративных методов выделяется Interpretive Structural Modeling (ISM). ISM помогает в понимании сложных взаимоотношений между различными элементами анализируемого процесса и структурировании этих отношений для принятия управленческих решений. В телекоммуникациях ISM используется для анализа иерархических зависимостей между факторами риска. Может быть использован как самостоятельно [17], так и в комплексе с другими методами, например, с методом FDM [18] для оценивания рисков в телекоммуникационных системах.

Рассмотренные интегративные методы имеют свои сильные стороны и специфические области применения в анализе и управлении рисками. FMECA является традиционным методом, который систематически идентифицирует возможные режимы отказа и оценивает их последствия, но часто не справляется с неопределенностью и сложности взаимодействий между рисками. FDM добавляет к этому процессу нечеткую логику, что позволяет эффективнее обрабатывать неопределенности экспертных суждений, но он по-прежнему требует значительных усилий по сбору и согласованию мнений экспертов. С другой стороны ISM, поддерживает структурирование сложных взаимоотношений иерархических зависимостей между факторами риска, но может быть ограничен в количественной оценке вероятностей и последствий [21].

Байесовские сети выделяются на фоне этих методов благодаря способности прогнозирования широкого спектра рисков событий и моделирования вероятностных зависимостей между событиями. Они позволяют не только выявлять и оценивать риски, но и понимать их взаимосвязи, что особенно полезно в сложных системах, таких как телекоммуникационные. Это дает возможность более точно прогнозировать последствия различных сценариев и принимать обоснованные решения по снижению рисков. Также они дают понятное объяснение своих выводов, допускают логическую интерпретацию и модификацию структуры отношений между переменными задачи, а также позволяют в явной форме учесть априорный опыт экспертов [1]. Методологическая широта применения байесовских сетей, как то:

- прогнозирование, или прямой вывод (определение вероятности события при наблюдаемых причинах);
- диагностирование, или обратный вывод (определение вероятности причины при наблюдаемых следствиях);
- межпричинный (смешанный) вывод (определение вероятности одной из причин наступившего события при условии наступления одной или нескольких других причин этого события);
- позволяет получить ответы на самые разные типы вероятностных запросов [16].

3. Байесовская модель

Модель строится на основе аварийных сообщений, которые генерируются блоком вывода аварий базовой станции WCDMA Nokia. Всего было идентифицировано 120 различных неисправностей, фиксируемых станциями WCDMA Nokia MetroSite. В данном исследовании используется упрощенная модель, которая учитывает 26 наиболее частых аварийных сообщений, а также данные, получаемые системой мониторинга базовой станции. Среди них – температура окружающей среды, нагрузка на трафик и уровень заряда аккумуляторов. Эти показатели совместно предоставляют информацию о текущем состоянии и работоспособности станции. В табл. 1 представлены основные переменные из системы мониторинга, включая внутреннюю температуру станции, заряд батареи WIB (Wireless Interface Battery) и объем трафика.

Таблица 1. Переменные для данных, поступающих из системы мониторинга

Переменная	Идентификатор	Состояние	Показания СМ
Температура кабинета	ambient_temperature	lessm10	[-50, -10]
		fm10t0	[-10, 0]
		f0t10	[0, 10]
		f10t20	[10, 20]
		f20t30	[20, 30]
		f30t50	[30, 50]
		more50	[50, 100]
Заряд блока WIB	battery_charge	f0t25	[0, 25],
		f25t50	[25, 50]
		f50t75	[50, 75]
		f75t100	[75, 100]
Запас по трафику	traffic_capacity	less5	[0, 5]
		f5t10	[5, 10]
		more10	[10, 100]

В табл. 2 приведены переменные, отражающие данные, которые создаются в результате работы блока вывода аварий. Эти переменные бинарные и показывают, присутствует ли определенное аварийное сообщение в системе. Рассматриваемые сбои связаны с ключевыми компонентами базовой станции (BTS), включая следующие элементы: фильтр антенны (WAF), блок внешних аварийных сигналов (WEA), батарея интерфейса (WIB), блок системных часов (WSC), асинхронный блок передачи данных (ATM), блок перекрестного соединения ATM (AXU).

Байесовская сеть состоит из набора узлов (переменных) и взаимосвязей между ними, основанных на вероятностных зависимостях. В данной модели связи между узлами указывают на причинно-следственные отношения, а вероятности этих связей вычислялись на основе данных, полученных в ходе эксперимента с реальными базовыми станциями. Модель анализирует данные о текущем состоянии оборудования и рассчитывает вероятности различных неисправностей. Это позволяет операторам принять необходимые меры заранее, снижая риск простоев и повышая надежность работы сети. Передадим модели следующие параметры базовой станции: температура кабинета: 28,8 °C; заряд блока WIB: 72 %; запас по трафику сети: 3,6 %; аварийные сообщения, поступающие с базовой станции: BURGLAR_ON, SMOKE_ALARM, FIRE_ALARM, WIB_TEMP_HIGH. Для построения модели использовалось программное обеспечение BayesFusion GeNIe [19]. На рис. 1 представлена визуализация этой сети.

Таблица 2. Переменные для данных, генерируемых блоком вывода внешних аварий

№	Переменная	Идентификатор
1	Несанкционированный доступ	Burglar
2	Пожар на объекте	fire on site
3	Отключение электросети	ELECTRICAL_GRID_OFF
4	Отказ WEA	WEA_FAIL
5	Санкционированный доступ	worker
6	Сбой датчика взлома	burglar_sensor_malf
7	Срабатывание датчика взлома	BURGLAR_ON
8	Отказ кондиционирования	CONDITIONING_FAIL
9	Перегрузка трафика ATM	ATM_TRAFFIC_OVERLOAD
10	Высокая температура устройства	UNIT_TEMP_HIGH
11	Низкая температура устройства	UNIT_TEMP_LOW
12	Высокая температура WIB	WIB_TEMP_HIGH
13	Отказ WIB	WIB_BATTERY_FAIL
14	Неисправность WAF	WAF_FAULTY
15	Неисправность низкочастотного усилителя WAF	WAF_LOW_NOISE_AMPLIFIER_FAULTY
16	Отключение ячейки	CELL_OFF
17	Разница фаз WSC	WSC_PHASE_DIFFERENCE_JAMMED
18	Неисправность процессора ATM	ATM_PROCESSOR_FAULTY
19	Трафик в несуществующем подключении ATM	TRAFFIC_FLOW_IN_NON_EXISTENT_A TM_CONNECTION
20	Деградация работы BTS	BTS_OPERATION_DEGRADED
21	Отключение BTS	BTS_OFF
22	Сбой датчика пожара	fire_sensor_malf
23	Пожарная тревога	FIRE_ALARM
24	Отказ нагревателя	HEATER_FAIL
25	Сбой датчика дыма	smoke_sensor_malf
26	Дымовая тревога	SMOKE_ALARM

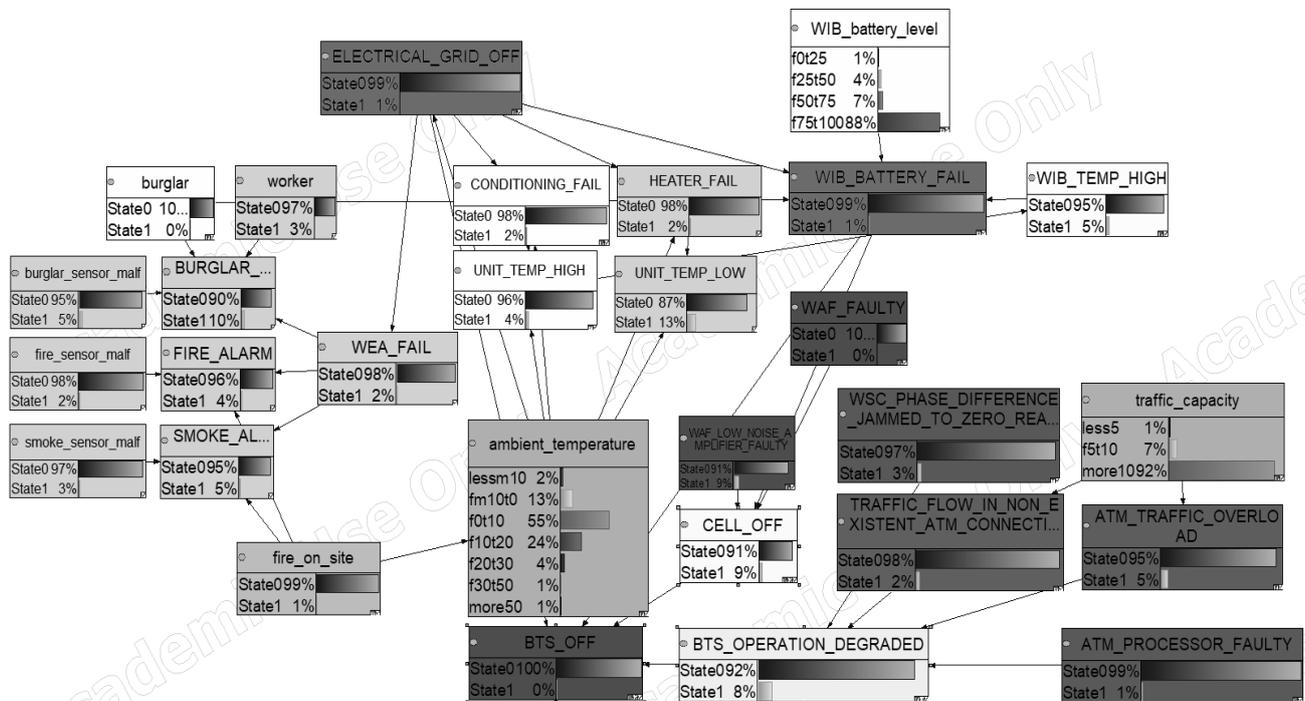


Рис. 1. Созданная байесовская сеть в интерфейсе GeNIe: узлы сети, связи между ними, априорные вероятности (критические узлы выделены тёмно-серым цветом)

В результате модель рассчитывает вероятности рискованных событий (в табл. 3 показаны рискованные события, вероятность которых выше 0,01). Стоит заметить, что в процессе поступления текущих данных о нештатных ситуациях априорные вероятности будут уточняться.

Таблица 3. Результаты имитационного моделирования в среде GeNIe (фрагмент)

Аварийный узел (идентификатор согласно табл. 2)	Вероятность
WAM_FAIL	0.985
UNIT_TEMP_HIGH	0.664
BTS_OPERATION_DEGRADED	0.433
ATM_TRAFFIC_OVERLOAD	0.340
TRAFFIC_FLOW_IN_NON_EXISTENT_ATM	0.133
CONDITIONING_FAIL	0.079
burglar_sensor_malf	0.077
worker	0.057
fire_sensor_malf	0.054
smoke_sensor_malf	0.054
HEATER_FAIL	0.049
ELECTRICAL_GRID_OFF	0.045
WIB_BATTERY_FAIL	0.037
CELL_OFF	0.030
BTS_OFF	0.028
fire on site	0.016
burglar	0.012

Созданная модель также позволяет провести анализ чувствительности байесовской сети, позволяя выявить критические точки в системе. Анализ чувствительности выполнен средствами BayesFusion GeNIe по методике Gaag и Kjaerulff [20]. Анализ проводится путем исследования влияния небольших изменений числовых параметров модели (априорных и условных вероятностей) на выходные параметры (апостериорные вероятности). Рассчитывают максимальную и среднюю чувствительность.

Максимальная чувствительность показывает, насколько сильно результат модели может измениться при изменении одного из её параметров на небольшую величину. Это значение используется для определения наиболее влиятельных параметров модели. Если изменение параметра приводит к значительному изменению вероятности или исхода, то параметр имеет высокую максимальную чувствительность.

Средняя чувствительность показывает среднее изменение результата модели по всем параметрам при их небольшом изменении. Это усреднённый показатель того, насколько сильно результаты модели зависят от её параметров. Средняя чувствительность используется для общей оценки устойчивости модели. Если средняя чувствительность низкая, это указывает на то, что модель в целом устойчива к изменениям её параметров.

Результаты анализа чувствительности показаны в табл. 4 и на рис. 1. Серым цветом выделены узлы с полным отсутствием влияния на целевой узел (BTS_OFF). Белый цвет характеризует узлы с низкой чувствительностью. Светло-серый цвет обозначает среднюю чувствительность. Критические узлы выделены тёмно-серым. К таким узлам в построенной модели относятся узлы электроснабжения: ELECTRICAL_GRID_FAIL, WIB_BATTERY_FAIL, а также узлы, отражающие аппаратные неисправности: ATM_PROCESSOR_FAULTY, WAF_FAULT, WSC_PHASE_DIFFERENCE_JAMMED_TO_ZERO_READING. Это позволяет определить приоритетные направления для улучшений и модернизации комплекса технических средств базовой станции.

Таблица 4. Результаты анализа чувствительности модели

Аварийный узел (идентификатор согласно табл. 2)	Чувствительность	
	Максимальная	Средняя
WAF_LOW_NOISE_AMPLIFIER_FAULTY	0.961	0.506
WAF_FAULTY	0.918	0.215
WSC_PHASE_DIFFERENCE_JAMMED_TO_ZERO_READING	0.687	0.334
ATM_PROCESSOR_FAULTY	0.674	0.338
ATM_TRAFFIC_OVERLOAD	0.652	0.118
TRAFFIC_FLOW_IN_NON_EXISTENT_ATM_CONNECTION	0.635	0.144
ELECTRICAL_GRID_OFF	0.521	0.279
WIB_BATTERY_FAIL	0.504	0.126

4. Рекомендации по снижению рисков

На основе результатов исследования предложены следующие меры по минимизации выявленных рисков:

1. Плановое техническое обслуживание оборудования. Регулярное техническое обслуживание снижает вероятность выхода из строя аппаратных компонентов, что подтверждается анализом критических узлов байесовской сети, таких как ATM_PROCESSOR_FAULTY, WAF_FAULTY, WSC_PHASE_DIFFERENCE_JAMMED_TO_ZERO_READING. Поддержание в исправном состоянии оборудования предотвращает непредвиденные сбои и продлевает срок службы компонентов, снижая риски потерь данных и ухудшения качества услуг.

2. Усиление системы электроснабжения. Анализ чувствительности выявил узлы ELECTRICAL_GRID_OFF, WIB_BATTERY_FAIL как критические. Усиление системы электроснабжения, включая добавление резервных источников питания и проведение плановых проверок текущих систем, обеспечивает устойчивость к перебоям в электроснабжении. Это снижает риск сбоев, вызванных недостаточной надежностью энергоснабжения, и поддерживает стабильность работы базовых станций.

3. Внедрение дополнительных систем мониторинга. Дополнительные системы мониторинга помогают своевременно выявлять и устранять потенциальные проблемы, что критично для узлов TRAFFIC_FLOW_IN_NON_EXISTENT_ATM_CONNECTION, WIB_BATTERY_FAIL и WIB_TEMP_HIGH. Эти системы обеспечивают оперативное реагирование на проблемы и предотвращают их эскалацию, что способствует поддержанию общего качества предоставляемых услуг и повышению надежности системы.

5. Разработка API

5.1. Архитектурное проектирование

API предназначен для получения прогнозов на основе существующей байесовской сети и данных из хранилища. Основная задача API – предоставлять пользователям доступ к предсказаниям вероятных аварий и извлечение необходимых данных мониторинга без изменения структуры или параметров сети. API принимает данные мониторинга (например, температура, заряд батареи, трафик) и возвращает прогноз вероятных аварий, полученный на основе байесовской сети (см. раздел 3). Байесовская сеть уже построена и настроена, поэтому пользователи могут только передавать входные данные для прогнозирования, но не могут изменять структуру сети.

Также посредством API пользователи смогут запрашивать ретроспективные данные мониторинга, аварийные сообщения, а также предсказания, сохранённые в базе данных. Это полезно для анализа трендов и проверки корректности сделанных ранее прогнозов.

Для данного проекта выбрана архитектура REST API благодаря ее простоте интеграции, широкому использованию и поддержке в различных системах. REST (Representational State Transfer) позволяет четко разделять ресурсы, используя стандартные HTTP-методы, что упрощает взаимодействие между клиентом и сервером. Эта архитектура легко масштабируется и поддерживает кэширование, что повышает производительность. Кроме того, RESTful сервисы легко документируются, что делает их понятными для разработчиков и упрощает интеграцию с различными клиентами и платформами.

Модель данных функционирования API показана на рис. 2 и включает 4 реляционных отношения: requests – запросы на получения предсказаний, responses-prediction_logs – предсказания, accident – справочник нештатных ситуаций.

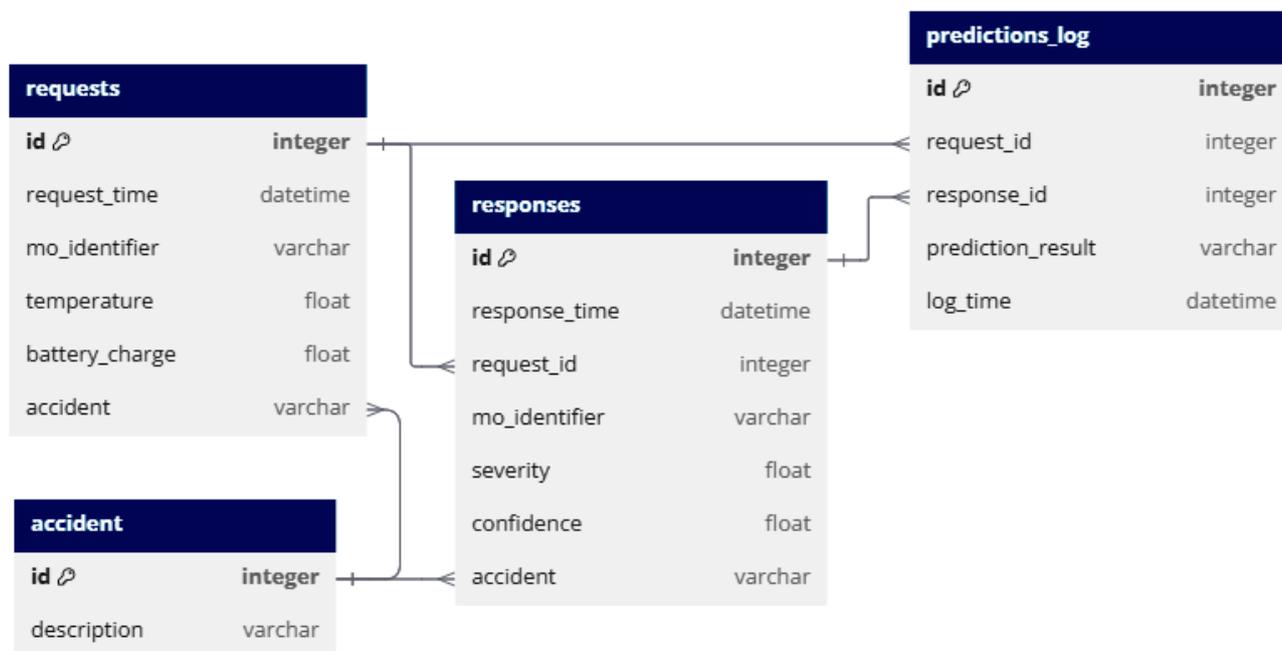


Рис. 2. Модель данных для работы API

Работа с API требует аутентификации текущего пользователя и принимает объект MultiplePredictionRequest (список запросов типа List[request], где request – структура входных данных запроса на предсказание, см. рис. 2) в POST-запросе. Каждый запрос обрабатывается следующим образом:

1. Для каждого запроса данные подготавливаются и вставляются в таблицу requests в базе данных, используя параметризованный SQL-запрос.

2. После успешной вставки данных выполняется прогнозирование с помощью функции bayesian_predict для каждого запроса. Полученные предсказания сохраняются в таблицу responses.

3. В ответе на запрос отправляется объект, содержащий результаты предсказаний для каждого запроса, включая параметры предсказания, такие как степень риска и уверенность (в таблице responses поля severity и confidence соответственно).

Во всех маршрутах приложения используется логирование ключевых моментов выполнения запроса, таких как получение параметров запроса, выполнение SQL-запроса и обработка результатов. В случае возникновения ошибки, возвращается HTTP-ответ с кодом ошибки 500, содержащий детали ошибки.

5.2. Развертывание

Развертывание приложения в качестве сервера с использованием Uvicorn обеспечивает высокую производительность и асинхронную обработку запросов. Uvicorn – это легковесный сервер ASGI, который идеально подходит для работы с фреймворком

FastAPI. Он позволяет обрабатывать множество соединений одновременно, что особенно важно для приложений с высокой нагрузкой.

Для запуска приложения достаточно выполнить команду `uvicorn main:app --host 0.0.0.0 --port 8000`. Здесь `main` – имя файла, содержащего приложение, а `app` – экземпляр FastAPI. Такой подход позволяет легко масштабировать приложение и поддерживать высокую нагрузку благодаря эффективному управлению асинхронными задачами.

Uvicorn также поддерживает горячую перезагрузку, что упрощает процесс разработки и тестирования. Это значит, что изменения в коде будут автоматически подхватываться без необходимости перезапуска сервера, что делает Uvicorn отличным выбором для разработки и развертывания высокопроизводительных API.

5.3. Тестирование

Основное внимание было уделено нагрузочному тестированию, которое помогает оценить производительность и устойчивость API под высокой нагрузкой. В качестве инструмента для тестирования использован фреймворк Locust, который позволяет моделировать поведение пользователей и автоматизировать процесс тестирования.

Тест, написанный с использованием Locust, моделирует поведение пользователя, который отправляет запросы на предсказание нештатных ситуаций на базовых станциях. Скрипт выполняет генерацию случайных данных для запросов, включающих идентификаторы базовых станций, температуру, уровень заряда батареи и список инцидентов и отправку POST-запросов к конечной точке `/predict` с использованием сгенерированных данных.

Производительность API была определена на основе пропускной способности, измеренной в количестве запросов, обработанных за определенный промежуток времени. Результаты тестирования показаны на рис. 3.

На рис. 3 представлены следующие графики, отражающие параметры проведенного нагрузочного тестирования:

1. Total Requests per Second – показывает стабильную пропускную способность на уровне около 500 запросов в секунду (RPS). Это свидетельствует о том, что API способен обрабатывать высокий объем запросов с постоянной скоростью на протяжении всего тестирования.

2. Response Times – демонстрирует время ответа API на запросы. Среднее время ответа (нижняя линия) стабильно держится около 200 мс на протяжении всего тестирования. В то же время, 95-й перцентиль (верхняя линия) показывает, что для 95% запросов время ответа не превышает примерно 250-300 мс. Наблюдается незначительное колебание времени ответа, что может указывать на временные всплески нагрузки или другие факторы, влияющие на производительность.

3. Number of Users – показывает, что количество пользователей оставалось постоянным на уровне около 100 на протяжении всего тестирования. Это позволяет оценить устойчивость системы при увеличении нагрузки. API показал высокую устойчивость, сохраняя стабильную производительность и время ответа при увеличенной нагрузке. Не наблюдается значительных изменений в пропускной способности или времени ответа, что свидетельствует о хорошей устойчивости системы.

Параметры Total Requests per Second и Response Times показывают, что количество ошибок (Failures/s) практически отсутствует или составляет незначительную величину (нижняя линия на графике Total Requests per Second). Это указывает на высокую надежность API при проведенном тестировании.

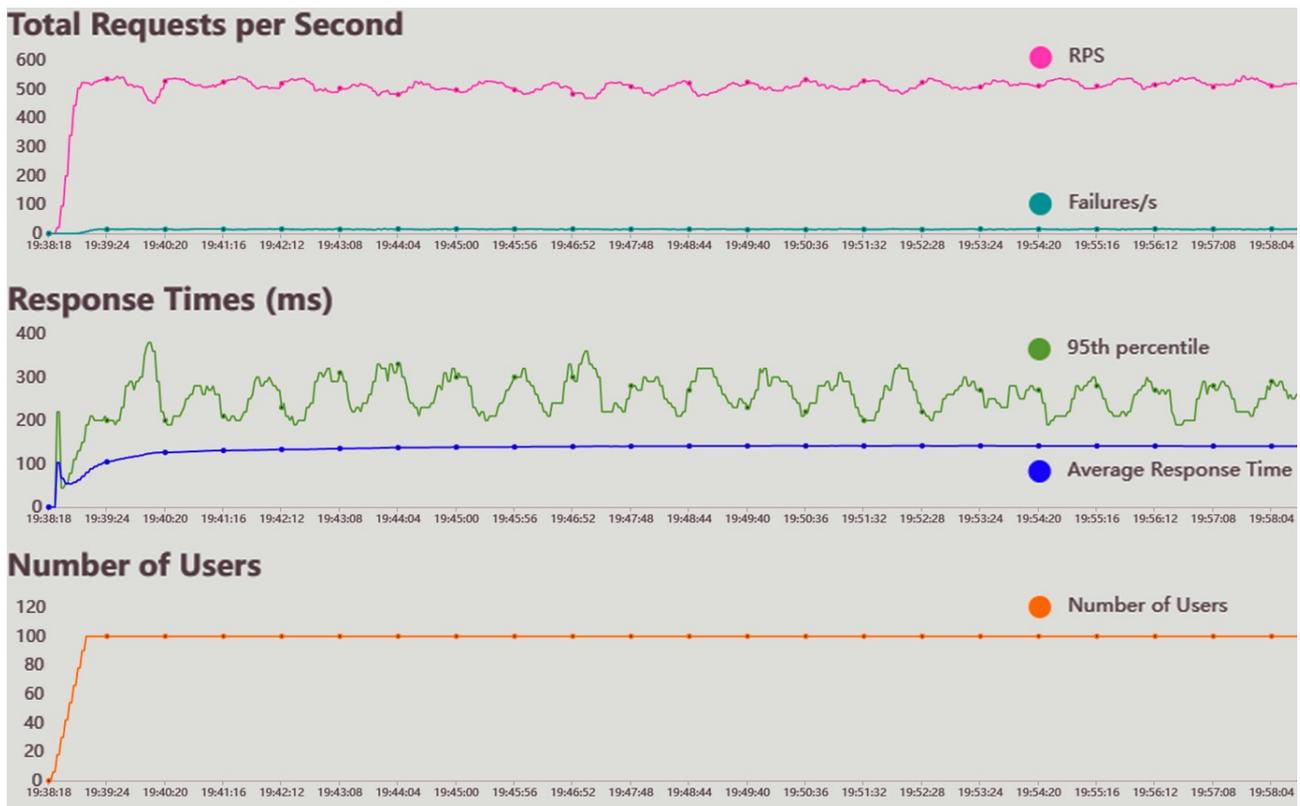


Рис. 3. Результаты нагрузочного тестирования API

6. Заключение

Принципиальное отличие байесовских сетей от других ориентированных структур при анализе рисков состоит в открывающейся возможности соизмерять априорные и апостериорные вероятности критических событий, событий ответственных за фатальное течение обстоятельств в данной рискованной ситуации. Содержательно это означает с точки зрения аналитики управления рисками:

- а) накопление ретроспективной информации о рисковом объекте;
- б) количественное отслеживание оперативной информации о рисковом объекте;
- в) соизмерение ретроспективной и оперативной информации и выработка продуктивных управляющих воздействий.

Таким образом реализуется байесовский принцип управления в телекоммуникационной сети на уровне собственников бизнес-процессов. Анализ на ориентированной сети повышает общую адекватность модельного представления связанных рискованных событий.

Применение инструмента байесовских сетей для решения задачи расчета рисков возникновения нештатных ситуаций на оборудовании базовых станций показало свою эффективность. Созданная модель позволяет не только рассчитывать вероятность нештатных ситуаций на оборудовании базовых станций, но и определять критические точки в описываемой системе. На основе результатов моделирования формируются рекомендации по минимизации рисков возникновения нештатных ситуаций. Эти рекомендации направлены на повышение стабильности и надежности базовых станций сотовой связи, а также на улучшение общего качества предоставляемых услуг.

Для эффективного взаимодействия с моделью разработан API, результаты тестирования которого показали его высокую пропускную способность на уровне около 500 запросов в секунду, среднее время ответа составляло около 200 мс, а система в целом показала высокую устойчивость при увеличенной нагрузке. Количество ошибок оказалось минимальным, что свидетельствует о высокой надежности API. Разработанный API способен

эффективно обрабатывать высокий объем запросов с минимальным временем ответа, что делает его пригодным для использования в реальных условиях эксплуатации.

Отлаженная модель может быть реализована как подсистема компьютеризированной системы риск-менеджмента на базовых станциях сети сотовой связи. Благодаря такой системе оператор сотовой связи может применить адекватные превентивные меры для предотвращения сбоев и аварий на объекте.

Дальнейшие исследования планируется продолжить в направлении усовершенствования модели за счет добавления новых узлов и взаимосвязей между ними для уточнения результатов моделирования, а также расширения возможностей байесовского вывода. Для усовершенствования модели также необходимо произвести сбор дополнительных данных, уточняющих априорные и условные вероятности узлов байесовской сети.

Литература

1. Бунцев И. А., Канев В. С. Системное управление рисками в телекоммуникациях (состояние проблемы, методы, модели, реализации). Вестник СибГУТИ. 2009. С. 26-52.
2. Diedrich, A., Deutschmann, P. and Junker, C. ServiceNavigator - a bayesian assistance system for diagnosing industrial production systems. In 2022 IEEE 5th International Conference on Industrial Cyber-Physical Systems (ICPS) (pp. 1-6).
3. Bogner, Justus & Fritzsich, Jonas & Wagner, Stefan & Zimmermann, Alfred. (2019). Microservices in Industry: Insights into Technologies, Characteristics, and Software Quality. DOI: 10.1109/ICSA-C.2019.00041.
4. Beaulieu, Nicole & Dascalu, Sergiu & Hand, Emily. (2022). API-First Design: A Survey of the State of Academia and Industry. 10.1007/978-3-030-97652-1_10.
5. Резединова Е. Ю., Кыркунов П. Н., Сергеев А. В. Выбор сервис-ориентированной архитектуры для создания сервиса по благоустройству города // SAEC. 2023. №3.
6. Галигузова Е. В., Илларионова Ю. Е. Язык запросов GraphQL как замена REST API. сравнение GraphQL и REST API // Символ науки. 2023. № 1-2.
7. Zhang, H., Wang, Z. R., Wang, X. W., Lin, F. C. (2023). Practice and Research on FMEA of Telecommunication Satellite System. In: Sun, J., Wang, Y., Huo, M., Xu, L. (eds) Signal and Information Processing, Networking and Computers. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 917. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-19-3387-5_110.
8. Alijanzadeh, M. R., Shayannia, S. A. & Movahedi, M. M. (2024). Optimization of maintenance in supply chain process and risk-based critical failure situations (case study: Iranian oil pipeline and telecommunication company, north district). Journal of applied research on industrial engineering , 11(1), pp. 125-142.
9. Carretero-Ayuso, M. J.; Sánchez-Barroso, G.; González-Domínguez, J.; García-Sanz-Calcedo, J. Failure Modes in Electricity and Telecommunication Facilities in Dwellings in Spain. Appl. Sci. 2021, 11, 5274. <https://doi.org/10.3390/app11115274>
10. Tarcsay B. L., Bárkányi Á, Németh S, Chován T, Lovas L, Egedy A. Risk-Based Fault Detection Using Bayesian Networks Based on Failure Mode and Effect Analysis. Sensors. 2024; 24(11):3511.
11. Nalluri, V & Chen, L. (2022). Risk assessment for sustainability on telecom supply chain: A hybrid fuzzy approach. Uncertain Supply Chain Management, 10(2), pp. 559-576.
12. Цыганов В. В., Гурлев И. В. Когнитивное прогнозирование информационно-телекоммуникационной инфраструктуры крупномасштабного региона // ИТНОУ: информационные технологии в науке, образовании и управлении. 2020. №1 (15). С. 3-7.
13. Mishra, Arnav & Kumar, Deepak & Shuaib, Mohd & Tyagi, Mohit & Singh, Ravi. (2021). Measurement of Critical Factors: A Case of Telecommunication Industry. 10.1007/978-981-15-6017-0_16.

14. Bayas B, Zambrano C. (2021). Redes bayesianas aplicadas a la predicción de errores en las redes definidas por software. 13. pp. 419-429.
15. Думбрайс К. О., Глуценко О. М. Моделирование и анализ рисков ИТ-проектов // Наука и образование сегодня. 2021. №2 (61). pp. 26–33.
16. Демчук Д. А., Демчук К. А., Шевцова Ю. В., Полетайкин А. Н. Байесовский подход при численном расчете риска медицинской эвакуации автотранспортом. Вестник СибГУТИ. 2023;17(1):18-32. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2023-17-1-18-32>.
17. Adib, D., Safarzadeh, H., Mohammadi, M. (2023). 'Designing and explaining the IoT commercialization model in Iranian organizations (Telecommunication Company of Iran): An interpretive structural modeling (ISM) approach', International Journal of Nonlinear Analysis and Applications, 14(1), pp. 723-738. doi: 10.22075/ijnaa.2022.26942.3456.
18. Chen, W.-K.; Nalluri, V.; Ma, S.; Lin, M.-M.; Lin, C.-T. An Exploration of the Critical Risk Factors in Sustainable Telecom Services: An Analysis of Indian Telecom Industries. Sustainability 2021, 13, 445. <https://doi.org/10.3390/su13020445>.
19. GeNIe Modeler. User's Manual: [Электронный ресурс] // BayesFusion, LLC. 2024 – URL: <https://support.bayesfusion.com/docs/GeNIe.pdf> (Available at: 12.08.2024).
20. Gaag, Linda C. & Kjaerulff, Uffe. Making Sensitivity Analysis Computationally Efficient // Proceedings of the 16th Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence. 2000. pp. 317 – 325.

Григорьев Константин Эрнстович

магистрант по направлению подготовки «Прикладная математика и информатика», Кубанский государственный университет (350040, г. Краснодар, ул. Ставропольская, 149), e-mail: k.e.grigorev@gmail.com, ORCID ID: 0009-0004-5518-6989.

Канев Валерий Семенович

доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой математического моделирования и цифрового развития бизнес-систем (ММиЦРБС) СибГУТИ (630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 269-82-77, e-mail: kanev@sibguti.ru, ORCID ID: 0009-0008-2562-3016.

Полетайкин Алексей Николаевич

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информационных технологий Кубанского государственного университета (350040, г. Краснодар, ул. Ставропольская, 149), доцент кафедры ММиЦРБС СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), e-mail: alex.poletaykin@gmail.com, ORCID ID: 0000-0002-5128-1952.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

API-Integrated Bayesian Risk Management Model for Cellular Network Base Stations

Konstantin E. Grigoriev¹, Valery S. Kanev², Aleksei N. Poletaikin^{1,2}

¹ Kuban State University (KubSU)

² Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: The article presents a new approach to risk management of emergency situations at cellular network base stations. The diversity of emergencies arising on heterogeneous equipment under the influence of various external factors makes risk management a critically important task. The novelty lies in the creation of a mathematical model that accounts for this

diversity, providing more accurate and comprehensive prediction of emergency situations. The model is based on a Bayesian network and generates real-time solutions in the form of probabilities of emergency occurrences, identifying critical points and potential threats to the base station's overall functionality. This helps generate recommendations for reducing risks, identifying priority areas for implementing improvements, and modernizing equipment.

To ensure effective interaction with the model, an API is being developed and studied using FastAPI and Python. The API interacts with the Bayesian model created in BayesFusion GeNIe. The model implements a new method for integrating the developed Bayesian network with existing applications based on REST API principles, thus introducing a new approach to risk management. The article describes the processes of API creation, performance testing, and deployment. As a result of using the API, real-time risk management becomes possible, helping operators prevent emergency situations.

The integrated model was developed for research purposes to monitor the risk landscape of cellular network base stations. The application of this model significantly increases the level of automation in the risk management process during the operation of cellular network base stations.

Keywords: Bayesian network, API, risk assessment, emergency situations, cellular networks, base stations, BayesFusion GeNIe, risk management, accident prediction, FastAPI, API testing, automation.

For citation: Grigoriev K. E., Kanev V. S., Poletaikin A. N. API-Integrated Bayesian Risk Management Model for Cellular Network Base Stations. 2024. V. 18, № 4. P. 62–76. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-62-76>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Grigoriev K. E., Kanev V. S.,
Poletaikin A. N., 2024

The article was submitted: 01.10.2024;
revised version: 05.11.2024;
accepted for publication 06.11.2024.

References

1. *Buntsev, I. A., Kanev, V. S.* Sistemnoe upravlenie riskami v telekommunikatsiyakh [Systematic risk management in telecommunications (state of the problem, methods, models, implementations). *Vestnik SibGUTI*. 2009, pp. 26-52.
2. *Diedrich, A., Deutschmann, P. and Junker, C.* ServiceNavigator - a bayesian assistance system for diagnosing industrial production systems. *Proc. of 2022 IEEE 5th International Conference on Industrial Cyber-Physical Systems (ICPS)* (pp. 1-6).
3. *Bogner, J., Fritsch, J., Wagner, S., Zimmermann, A.* Microservices in Industry: Insights into Technologies, Characteristics, and Software Quality. 2019. 10.1109/ICSA-C.2019.00041.
4. *Beaulieu, N., Dascalu, S. & Hand, E.* API-First Design: A Survey of the State of Academia and Industry. 2022. 10.1007/978-3-030-97652-1_10.
5. *Rezedinova, E. Yu., Kyrkunov, P. N., Sergeev, A. V.* Vybor servis-orientirovannoy arkhitektury dlya sozdaniya servisa po blago ustroystvu goroda [Choice of service-oriented architecture for creating a city improvement service]. *SAEC*, 2023, no. 3.
6. *Galiguzova, E. V., Illarionova, Yu. E.* Yazyk zaprosov GraphQL kak zamena REST API: sravnenie GraphQL i REST API [GraphQL query language as a replacement for REST API: comparison of GraphQL and REST API]. *Simvol nauki*, 2023, no. 1-2.
7. *Zhang, H., Wang, Z. R., Wang, X. W., Lin, F. C.* Practice and Research on FMEA of Telecommunication Satellite System. In: Sun, J., Wang, Y., Huo, M., Xu, L. (eds) *Signal and Information Processing, Networking and Computers. Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2023, vol. 917. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-19-3387-5_110.
8. *Alijanzadeh, M. R., Shayannia, S. A. & Movahedi, M. M.* Optimization of maintenance in supply chain process and risk-based critical failure situations (case study: Iranian oil pipeline and telecommunication company, north district). *Journal of applied research on industrial engineering*, 2024, vol. 11(1), pp. 125-142.

9. Carretero-Ayuso, M.J.; Sánchez-Barroso, G.; González-Domínguez, J.; García-Sanz-Calcedo, J. Failure Modes in Electricity and Telecommunication Facilities in Dwellings in Spain. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11:5274. <https://doi.org/10.3390/app11115274>
10. Tarcsay B. L., Bárkányi Á, Németh S, Chován T, Lovas L, Egedy A. Risk-Based Fault Detection Using Bayesian Networks Based on Failure Mode and Effect Analysis. *Sensors*, 2024; vol. 24:3511.
11. Nalluri, V., Chen, L. Risk assessment for sustainability on telecom supply chain: A hybrid fuzzy approach. *Uncertain Supply Chain Management*, 2022, no. 10(2), pp. 559-576.
12. Tsyganov, V. V., Gurlev, I. V. Kognitivnoe prognozirovaniye informatsionno-telekommunikatsionnoy infrastruktury krupnomasshtabnogo regiona [Cognitive forecasting of information and telecommunication infrastructure in a large-scale region]. *ITNOU: Informatsionnye tekhnologii v nauke, obrazovanii i upravlenii*, 2020, no. 1 (15). pp. 3-7.
13. Mishra, A., Kumar, D., Shuaib, M., Tyagi, M., Singh, R. Measurement of Critical Factors: A Case of Telecommunication Industry. 2021. 10.1007/978-981-15-6017-0.
14. Bayas, B., Zambrano, C. Redes bayesianas aplicadas a la predicción de errores en las redes definidas por software [Bayesian networks applied to error prediction in software-defined networks]. *Revista Universidad y Sociedad*, 2021, Vol. 13, pp. 419-429.
15. Dumbrais, K. O., Glushchenko, O. M. Modelirovaniye i analiz riskov IT-proyektov [Modeling and analysis of risks in IT projects]. *Nauka i obrazovanie segodnya*, 2021, No. 2 (61), pp. 26–33.
16. Demchuk, D. A., Demchuk, K. A., Shevtsova, Y. V., Poletaykin, A. N. Bayesovskiy podkhod pri chislenom raschete riska meditsinskoy evakuatsii avtotransportom [Bayesian approach to numerical risk assessment in medical evacuation by road transport]. *Vestnik SibGUTI*, 2023, vol. 17(1), pp. 18-32. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2023-17-1-18-32>.
17. Adib, D., Safarzadeh, H., Mohammadi, M. Designing and explaining the IoT commercialization model in Iranian organizations (Telecommunication Company of Iran): An interpretive structural modeling (ISM) approach, *International Journal of Nonlinear Analysis and Applications*, 2023, vol. 14(1), pp. 723-738. doi: 10.22075/ijnaa.2022.26942.3456.
18. Chen, W.-K., Nalluri, V., Ma, S., Lin, M.-M., Lin, C.-T. An Exploration of the Critical Risk Factors in Sustainable Telecom Services: An Analysis of Indian Telecom Industries. *Sustainability*, 2021, no. 13, pp. 445. <https://doi.org/10.3390/su13020445>.
19. GeNIe Modeler. User's Manual. BayesFusion, LLC, 2024. Available at: <https://support.bayesfusion.com/docs/GeNIe.pdf> (Accessed: 12 August 2024).
20. Gaag, L. C., Kjaerulff, U. Making Sensitivity Analysis Computationally Efficient, *Proceedings of the 16th Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence*, 2000, pp. 317–325.
21. Kudryavtsev A. A., Radionov A. V. Introduction to quantitative risk management: textbook. – St. Petersburg: Publishing house of St. Petersburg University, 2016. – 192 p.

Konstantin E. Grigorev

Master's student of Applied Mathematics and Computer Science, Kuban State University (350040, Krasnodar, Stavropolskaya St., 149), e-mail: k.e.grigorev@gmail.com, ORCID ID: 0009-0004-5518-6989.

Valery S. Kanev

Doctor of Sci. (Engineering), Head at the Mathematical Modeling and Digital Development of Business Systems Department, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 383 269 82 77, e-mail: kanev@sibguti.ru, ORCID ID: 0009-0008-2562-3016, Scopus AuthorID: 56418038200, ResearcherID: ABG-3120-2020.

Aleksey N. Poletaikin

Cand. of Sci. (Engineering), Assistant Professor at the Information Technologies Department, Kuban State University (KubSU, Russia, 350040, Krasnodar, Stavropolskaya st., 149), Assistant Professor at the Mathematical Modeling and Digital Development of Business Systems Department, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 861 2199 577, e-mail: alex.poletaykin@gmail.com, ORCID ID: 0000-0002-5128-1952, Scopus AuthorID: 57213829361, ResearcherID: ABF-6799-2020.

Алгоритм символьной синхронизации по отсчетам комплексной огибающей с элементами адаптивности для модуляции DQPSK

Д. А. Гончаров, И. Н. Максимов, О. Г. Мелентьев

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В статье предложен алгоритм символьной синхронизации по отсчетам комплексной огибающей, без использования фазовой автоподстройки, частоты (ФАПЧ) для DQPSK модуляции. Проведено моделирование данного алгоритма, определено среднее время вхождения в синхронизм и вероятность ошибок.

Ключевые слова: символьная синхронизация, вероятность ошибки, время синхронизации, ошибка синхронизации.

Для цитирования: Гончаров Д. А., Максимов И. Н., Мелентьев О. Г. Алгоритм символьной синхронизации по отсчетам комплексной огибающей с элементами адаптивности для модуляции DQPSK // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 76–86. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-76-86>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Гончаров Д. А., Максимов И. Н.,
Мелентьев О. Г., 2024

Статья поступила в редакцию 09.04.2024;
переработанный вариант – 03.06.2024;
принята к публикации 11.07.2024.

1. Введение

Рассмотрим цифровые системы передачи (ЦСП), в которых данные передаются с помощью последовательно передаваемых символов равной длины. Символы представляют сигналы определённой формы, каждый из которых принадлежит некоторому множеству. Количество сигналов в этом множестве, их форма и способы их формирования называются типом модуляции. Различные типы модуляции имеют множество характеристик, которые в существенной мере определяют облик ЦСП, её характеристики и сложность реализации. Тем не менее все ЦСП должны так или иначе решить три задачи, без решения которых ЦСП работать не будет. А именно: фазовая синхронизация, символьная синхронизация и кадровая синхронизация. Для некоторых типов модуляции эти задачи редуцируются до предела. Например, если данные передаются с помощью амплитудной модуляции, то необходимость в фазовой синхронизации отпадает. Но такая модуляция несёт в себе другие недостатки.

Рассмотрим в качестве примера ЦСП, использующую модуляцию BPSK. В такой системе данные передаются с помощью опорного гармонического колебания на некоторой частоте. Причём на протяжении символов, соответствующих единице, передаваемый сигнал синфазен этому колебанию, а на протяжении символов, соответствующих нулю, находится в противофазе. Для приёма такого сигнала необходимо сначала произвести фазовую синхронизацию с помощью ФАПЧ, для того чтобы воссоздать в приёмнике копию опорного сигнала передатчика. После чего, сравнивая принимаемый и опорный сигнал, сформировать сигнал разности фаз между ними. После этого начинает работать символьная синхронизация, которая найдёт в этом сигнале границы между символами и проинтегрирует его в

промежутках между границами. Далее получившаяся последовательность бит может быть подвергнута кадровой синхронизации.

При создании использующейся в этой работе ЦСП авторы руководствовались различными требованиями, диктуемыми соображениями исследовательского и методического характера. Одним из таких требований было отсутствие в дизайне системы ФАПЧ. Обойтись без ФАПЧ для детектирования символов можно, используя дифференциальную фазовую модуляцию. Для этого надо сравнивать символы не с опорным колебанием, а друг с другом. Но для этого необходимо провести символьную синхронизацию и эти символы получить. Получается некий замкнутый круг, классическим способом преодоления которого является вычисление сигнала разности фаз между текущим сигналом и им же, но задержанным на один символ. С описанием такого способа можно ознакомиться в работе [1]. Заметим, что сигнал разности фаз является действительным, а не комплексным, и со способом тактовой синхронизации по такому сигналу можно ознакомиться в работе [2]. Недостатком использования сигнала разности фаз является то, что он не подвергался интегрированию на промежутках между символами и таким образом сильнее зашумлён, чем сами символы. Авторы предложили способ проведения символьной синхронизации для получения символов без проведения предварительной фазовой синхронизации по исходному комплексному сигналу, описанный в статье [3], что позволяет вообще обойтись без сигнала разности фаз. В представляемой работе данный способ расширен для двухкратной фазовой модуляции DQPSK.

Необходимо отметить, что любой алгоритм характеризуется теми или иными числовыми параметрами, в зависимости от которых он может работать по-разному. Если планируется практическое применение такого алгоритма, то в задачу его описания необходимо включить способ определения оптимальных значений этих параметров. Что, в свою очередь, невозможно без формулировки критериев оптимальности. Кроме того, в большинстве случаев зависимости между параметрами и результатами работы алгоритма имеют такой характер, что оптимальный результат достигается при разных параметрах в зависимости от внешних условий. В таком случае имеет смысл рассмотреть вопрос об изменении параметров в процессе работы алгоритма. То есть о включении в алгоритм элементов адаптивности. Эти вопросы также рассматриваются в данной работе.

2. Термины и определения

В работе будут использоваться следующие термины:

Символ – отрезок сигнала, который мы получили в результате модуляции, символ отображает объём информации, равный одному или нескольким битам, в зависимости от кратности модуляции.

Семпл – отсчет, получившийся после дискретизации символов. Семплы мы формируем для последующей передачи и обрабатываем при приеме. По группе семплов, при помощи символьной синхронизации, мы должны определить символ.

Глубина дискретизации (n) – отношение частоты дискретизации к количеству символов, передаваемых за секунду или, что то же самое, количество семплов в одном символе. В данной работе рассматривается случай, при котором каждый символ содержит 8 семплов, $n = 8$. Увеличение количества семплов относительно количества символов увеличивает полосу цифрового сигнала и позволяет применить цифровые фильтры для формирования спектра передаваемого и фильтрации получаемого сигналов. Итоговая ширина спектра в эфире будет определяться формой АЧХ и шириной полосы цифрового фильтра, который обрабатывает сигнал перед его передачей на ЦАП.

Окно синхронизации – S , это группа последовательных семплов с количеством, равным $n/2 = 4$, которые мы рассматриваем для определения символов. Предлагаемый в данной работе алгоритм основан на сравнении сигналов в четырёх таких окнах. Эти окна

обозначаются $S1, S2, S3, S4$. Под обозначением S мы подразумеваем сумму семплов в данном окне.

Группа окон – это сумма смежных окон, $S12 = S1 + S2$ и т. п.

$S1_i$ – синфазная составляющая, $S1_q$ – квадратурная составляющая.

Дальше термины и определения будут вводиться по ходу работы.

$S12$ – это сумма семплов первого символа, $S34$ – второго (идущего после первого) символа, $S23$ – 4 последних семпла первого символа и 4 первых семпла второго символа.

3. Алгоритм символьной синхронизации по действительным отсчетам

Для упрощения понимания алгоритма, рассмотрим пример с действительными отсчетами в идеальных условиях (отсутствие шума и затухания). Так как алгоритм производит анализ только когда символы в окнах имеют разные знаки, для уменьшения времени синхронизации в начало каждого кадра добавим меандр. Меандр – это чередование единиц и нулей в битах, это чередование 1 и -1 в символах, а в семплах – это n подряд идущих семплов одного и потом другого знака.

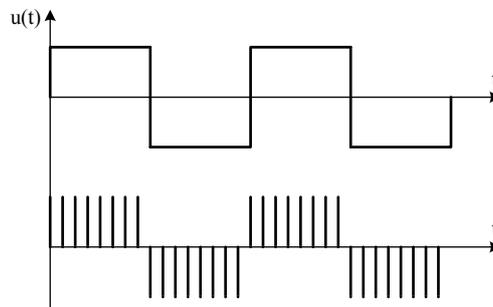


Рис. 1. Прямоугольный действительный сигнал (меандр) и его отсчеты

На приеме после дискретизации мы получаем поток отсчетов. В нашем случае на каждый символ приходится восемь подряд идущих отсчетов. Наша задача определить положение первых семплов каждого символа.

Для определения границ символов мы будем помещать по 16 смежных семплов в окна синхронизации, проводить анализ и, в случае необходимости, на следующем шаге смещать положение окон на 7 или 9 отсчетов. Такое смещение, соответствует относительному смещению окон на ± 1 отсчет.

В сумме окна синхронизации содержат $n \cdot 2 = 16$ семплов, которые в свою очередь можно определить, как два подряд идущих символа. $S12$ – первый символ (детектируемый, ранний), $S34$ – второй символ (следующий, поздний). Само собой, если в $S12$ попали семплы одного символа, то это и есть случай полной синхронизации – мы можем определять символ с минимальной вероятностью ошибки.

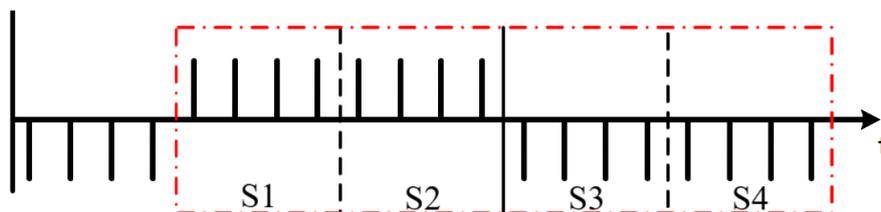


Рис. 2. Состояние синхронизма на примере меандра

Если знаки $S12$ и $S34$ равны, то алгоритм пропускает шаг подстройки синхронизации, так как не сможет узнать в какую сторону сместиться.

$S_{12} = 8$ и $S_{34} = -8$ – знаки разные. Алгоритм подстройки начинает работать.

В S_{23} при полной синхронизации мы увидим значение ноль, так как в S_2 находятся $\frac{n}{2} = 4$ семпла первого символа, а в S_3 – второго символа. $S_2 = 4$, $S_3 = -4$, $S_{23} = 0$. Это значит, что мы сейчас находимся в устойчивом состоянии синхронизма, нам не нужно смещать окна и можем детектировать символ. В случае DBPSK детектируемый бит определяется знаком суммы S_{12} .

Далее окна синхронизации смещаются на n семплов в потоке семплов. В S_{12} переходит символ, который был в окне S_{34} на предыдущем шаге, а в S_{34} приходит следующий символ. И каждый шаг снова повторяет вышеупомянутые действия.

Если получилось так, что в S_{12} попали семплы из разных символов, то мы говорим об рассинхронизации на некоторое количество семплов (Cor). В окне S_{12} ($Cor = 1$) присутствует 7 семплов одного символа и 1 семпл другого символа (см. рис.3).

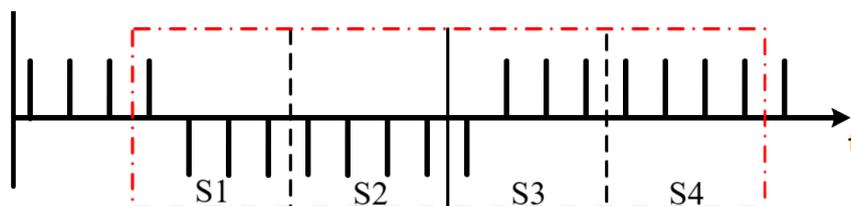


Рис. 3. Рассинхронизация на один семпл

Окно S_{23} нам не покажет ноль. Это значит, что граница двух символов смещена. В одном из рассматриваемых окон (S_2 или S_3) будут семплы одинакового знака, а вот в другом окне будет один семпл противоположного знака.

Если $S_{23} > 0$, то граница в окне с меньшим значением суммы. В нашем случае (рис. 3) $S_{23} = -2 < 0$, т. е. преобладают минус единицы, значит символ меняет знак в области с большим значением суммы (там, где будут и положительные и отрицательные отсчеты). В данном случае надо сместить границу в сторону окна S_3 , вправо, на более поздний срок. Такое смещение назовем положительным. Можно сформулировать логику работы алгоритма по-другому. $S_{12} = -6$, $S_{34} = +6$, а $S_{23} = -2$. Видим, что S_{23} ближе к S_{12} , чем к S_{34} . Значит для выравнивания нужно двигать окна в сторону S_{34} , т. е. на более поздний срок, пропустить отсчет и сместиться на 9 отсчетов.

В алгоритме предусмотрен аккумулятор, который накапливает значения смещений, полученных на каждом шаге подстройки, до достижения некоторого порога (por). Величина и знак смещения вычисляются по формуле

$$S_m = \text{sign}(S_{12}) \cdot S_{23} \quad (1)$$

где произведение знака группы окон S_{12} – $\text{sign}(S_{12})$ и суммы S_{23} показывают нам, направление смещения окон синхронизации.

В рассматриваемом примере знак S_{12} и значение S_{23} отрицательные, поэтому в аккумулятор добавится значение положительного смещения равное $S_m = 2$. При достижении аккумулятором порогового значения (влияние порога показано далее), алгоритм сместит все окна на $n + 1 = 9$ семплов, и сумма S_{23} станет равна нулю (Рис. 2.).

Алгоритм будет работать аналогично при рассинхронизации на 2 или 3 семпла.

Оговорим стационарное состояние алгоритма при смещении на 4 семпла ($Cor = 4$). В окнах S_{12} и S_{34} окажутся равные половины двух символов, а в окне S_{23} – символ целиком. Определить направление смещения в данном случае невозможно. Выход из данного состояния возможен только при воздействии шума или искусственного вмешательства.

Вышеописанный алгоритм требует предварительной фазовой синхронизации. Для работы без ФАПЧ можно использовать версию с комплексными числами.

4. Комплексный алгоритм символьной синхронизации для DBPSK модуляции

При комплексном алгоритме соседние символы меандра также изменяют свою фазу относительно предыдущего на 180 градусов, но могут иметь вид как: 1, -1 так и $0 + i1$, $0 - i1$. Сумма окна в свою очередь теперь тоже будут иметь комплексные значения, например, $S1 = 4 + i0$ или $S34 = 0 + 8i$.

При относительной фазовой модуляции мы изменяем фазу текущего символа относительно предыдущего на 180 градусов при передаче единицы или не изменяем при передаче нуля. Данная операция эквивалентна умножению предыдущего символа на комплексную экспоненту угла поворота.

$$X_i = X_{i-1} \cdot e^{j\varphi}$$

Значит для получения информации о разнице фаз соседних символов, достаточно поделить одно комплексное число на другое.

$$e^{j\varphi} = \frac{X_i}{X_{i-1}}$$

Причем для DBPSK нам достаточно определить знак действительной части разницы фаз, так как на модуляторе, меняя фазу на 180, мы просто умножали на -1. И, если действительная часть от разницы фаз будет меньше 0, значит фаза была изменена.

Формула для деления комплексных чисел приведена ниже:

$$\frac{a+j \cdot b}{c+j \cdot d} = \frac{a \cdot c+d \cdot b}{c^2+d^2} + j \cdot \frac{b \cdot c-a \cdot d}{c^2+d^2} \quad (2)$$

Так как в нашем случае информация об амплитуде не используется, деление на c^2+d^2 можно исключить. Действительная часть будет равна сумме произведений действительных частей символов и мнимых.

$$tr_i = S12_i \cdot S34_i + S12_q \cdot S34_q$$

По знаку этой формулы мы также определяем, одинаковые ли символы идут подряд в окнах S12 и S34. Если $tr_i < 0$, то анализируемые символы разных знаков. При этом, алгоритм синхронизации проводит вычисления, модифицирует значение аккумулятора, сравнивает с порогом и при превышении производит коррекцию. В противном случае, вычисления не производятся и все окна смещаются на $n = 8$ семплов для следующего шага.

Любое комплексное число можно представить вектором на комплексной плоскости. На рисунке 4 представлены три вектора комплексных сумм окон: S12, S23, S34, а также разности векторов.

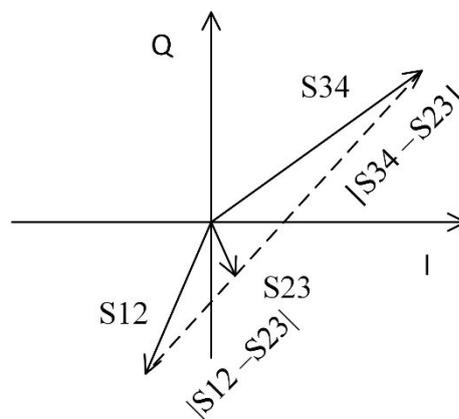


Рис. 4. Идея алгоритма синхронизации по комплексным отсчетам в векторном виде

Длины векторов можно вычислить по следующим формулам

$$|S_{12}|=r = \sqrt{(S_{23_i})^2 + (S_{23_q})^2},$$

$$|S_{12} - S_{23}|=r = \sqrt{(S_{12_i} - S_{23_i})^2 + (S_{12_q} - S_{23_q})^2},$$

$$|S_{34} - S_{23}|=r = \sqrt{(S_{34_i} - S_{23_i})^2 + (S_{34_q} - S_{23_q})^2}.$$

Для интерпретации рисунка воспользуемся аналогией с действительным алгоритмом. Из рисунка видно, что длина вектора разности $S_{12}-S_{23}$ меньше, чем длина вектора $S_{34}-S_{23}$. Значит, сумма S_{23} содержит больше векторов, преобладающих в сумме ранее пришедшего символа S_{12} . Поэтому, для достижения баланса нужно смещать окна синхронизации в сторону позднего символа S_{34} , т. е. пропустить 1 отсчет или сместить окно на 9 отсчетов.

5. Применение комплексного алгоритма синхронизации для DQPSK сигналов

Рассмотрим применение алгоритмов для определения фаз, символьной синхронизации и детектирования применительно к DQPSK.

Отличие двух модуляций (DBPSK и DQPSK) заключается в нескольких аспектах.

Во-первых, каждый символ в DBPSK содержит один бит информации 1 или 0. В DQPSK – каждый символ несет в себе один из четырех дибитов, их значения: 00, 01, 10, 11.

Во-вторых, в модуляции DBPSK мы создаем символы двумя действиями, поворачивая их на комплексной плоскости (меняем фазу символа) на 180 или не поворачиваем в зависимости от входного бита, что тождественно умножению на $\exp(i \cdot 180)$ или на $(-1 + i \cdot 0)$. Если символ равен единице, то мы поворачиваем его на 180 градусов относительно предыдущего символа. Самый первый символ может иметь любую начальную фазу. Для упрощения мы берем начальную фазу, равную нулю.

В DQPSK, в зависимости от значения дибита, мы поворачиваем на 180°, если дибит равен 11, на 90°, если 01, на -90°, если 10 и не меняем фазу, если 00.

Очевидно, что для демодуляции символа нам нужно определить фазу точнее, чтобы различать сдвиги на 90 и на 180 градусов.

Алгоритм подстройки окон синхронизации и выражения для вычисления длин векторов остаются неизменными.

При детектировании DBPSK мы определяли символ по знаку действительной разности фаз двух символов. В DQPSK для определения символа и последующего детектирования, нам нужно иметь синфазную и квадратурную составляющие разности фаз.

Следует заметить, что для синхронизации мы используем два символа в S_{12} и S_{34} , ранний и поздний. А для демодуляции и детектирования мы используем ранний символ (S_{12}) и предыдущий ему символ, который на прошлом шаге был в S_{12} . Обозначим действительную часть предыдущего символа Sp_{12_i} , а мнимую – Sp_{12_q} .

Найдем действительную и мнимую части фазового сдвига, воспользовавшись формулой деления комплексных чисел (2), сократив знаменатели:

$$tr_i = S_{12_i} \cdot Sp_{12_i} + S_{12_q} \cdot Sp_{12_q},$$

$$tr_q = S_{12_q} \cdot Sp_{12_i} - S_{12_i} \cdot Sp_{12_q}.$$

Для детектирования принятых бит используем следующие соотношения:

Если $tr_i \geq |tr_q|$, то значение битов 00.

Если $tr_i \leq -|tr_q|$, то значение битов 11.

Если $tr_q > |tr_i|$, то значение битов 01.

Иначе значение битов 10.

Все приведенные примеры соответствуют идеализированным условиям, либо отсутствию шума, либо большому отношению сигнал-шум.

При увеличении шума появляется возможность выхода из стационарных состояний, как из состояния рассинхронизации ($\text{Cof} = 4$), так и из состояния синхронизма.

Вероятности этих событий зависят от отношения сигнал – шум и значения порога подстройки синхронизации.

В реальных условиях алгоритм двигает окна синхронизации не на каждом шаге анализа, а после длительной интеграции результатов сравнения, накапливая их значения в аккумуляторе, до превышения порога.

Изменяя значения порогов, мы можем влиять на время вхождения в синхронизм и вероятность его сохранения.

6. Включение элементов адаптивности в алгоритм

В предыдущем разделе был указан такой параметр работы алгоритма как порог аккумулятора. Представляет интерес характер зависимости между эти параметром и временем вхождения в синхронизм и вероятностью его сохранения. Моделирование (более подробно описанное в следующем разделе) подтвердило интуитивно ожидаемым вывод о том, что, при заданном уровне шума, чем выше порог, тем больше время синхронизации, но, при этом, меньше вероятность выпадать из синхронизма. При этом, чем выше шум, тем выше вероятность выпадать из синхронизма. Так как улучшение одной характеристики алгоритма ухудшает другую, то, очевидно, вопрос выбора оптимального порога не может быть решён однозначно. Этот выбор будет определяться требованиями к системе связи, в которой алгоритм будет работать. То есть надо задаться максимально допустимым уровнем шума и требуемым временем вхождения или максимальной вероятностью выпадения из синхронизма. И в этом видится преимущество алгоритмов, в которых есть элементы адаптивности. Если адаптивный алгоритм может оценить уровень шума и этот уровень шума будет меньше, чем максимально допустимый, то алгоритм может уменьшить порог аккумулятора, уменьшая длительность вхождения в синхронизм без риска увеличить вероятность срыва синхронизации. Остаётся только выбрать адекватный способ оценки уровня шума. Обзор возможных способов оценки шумов представлен в работе [4]. Принимая во внимание, что в нашем случае рассматриваются только типы модуляции, которые характеризуются постоянным уровнем амплитуды сигнала, то любые вариации этого уровня от символа к символу будут обусловлены только шумом. Учитывая, что данные амплитуды уже вычислены в процессе синхронизации, целесообразно использовать следующий алгоритм:

На каждом этапе, нужно сохранять амплитуду окон S1 и S2 в массив.

Так как S1 и S2 представляют из себя комплексные числа, амплитуду находим по следующим формулам:

$$A_k = \sqrt{S1_i^2 + S1_q^2},$$

$$A_{k+1} = \sqrt{S2_i^2 + S2_q^2},$$

где k – это размер массива на момент вычисления формулы.

Через определенное время (опускаем конкретное значение, оно будет определено дальше), проводим исследование. Сортируем массив и отбрасываем половину с наименьшими значениями амплитуд. Это делается для отбрасывания окон с границами символов. На границе символов семплы разных символов уменьшают общее значение амплитуды, таким образом их можно найти и удалить. После удаления размер массива k уменьшится вдвое

$$k = \frac{k}{2}.$$

Теперь находим среднее в этом массиве – суммируем все элементы и делим на их количество:

$$\text{Avg} = \frac{\sum_{i=0}^k A_i}{k}.$$

На данном этапе была получена средняя амплитуда, которую вычитаем из всех оставшихся элементов в массиве.

$$B_k = A_k - Avg,$$

B – массив с отклонением от Avg .

Далее оцениваем дисперсию шума и нормируем её:

$$Disp_{abs} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^k (B_i)^2}{k}},$$

$$Disp_{norm} = \frac{Disp_{abs}}{Avg},$$

где $Disp_{abs}$ и $Disp_{norm}$ – дисперсии абсолютная и нормированная.

7. Заключение, вывод результатов моделирования

В результате моделирования DQPSK и алгоритма синхронизации, мы можем получить статистику, которая характеризует состояние системы во время работы.

Основными вероятностно-временными показателями данной статистики являются, вероятность ошибок (Per Error), вероятность нахождения в состоянии синхронизма (Probability Syn), время нахождения в состояниях рассинхронизации (Ind Live).

Параметры, по которым мы получаем показатели: соотношение сигнал-шум (E_b/N_0), состояния рассинхронизации на заданное количество семплов (Cor), порог аккумулятора (por).

По итогу мы можем увидеть, что в зависимости от величины порога изменяются вероятность нахождения в синхронизме и время нахождения в рассинхронизации. Значения порогов на рисунках приведено в миллионах ($1m = 1\ 000\ 000$). Чем больше порог, тем дольше мы будем прибывать в каждом состоянии – дольше будем идти в синхронизм, но дольше задержимся в синхронизме. И наоборот.

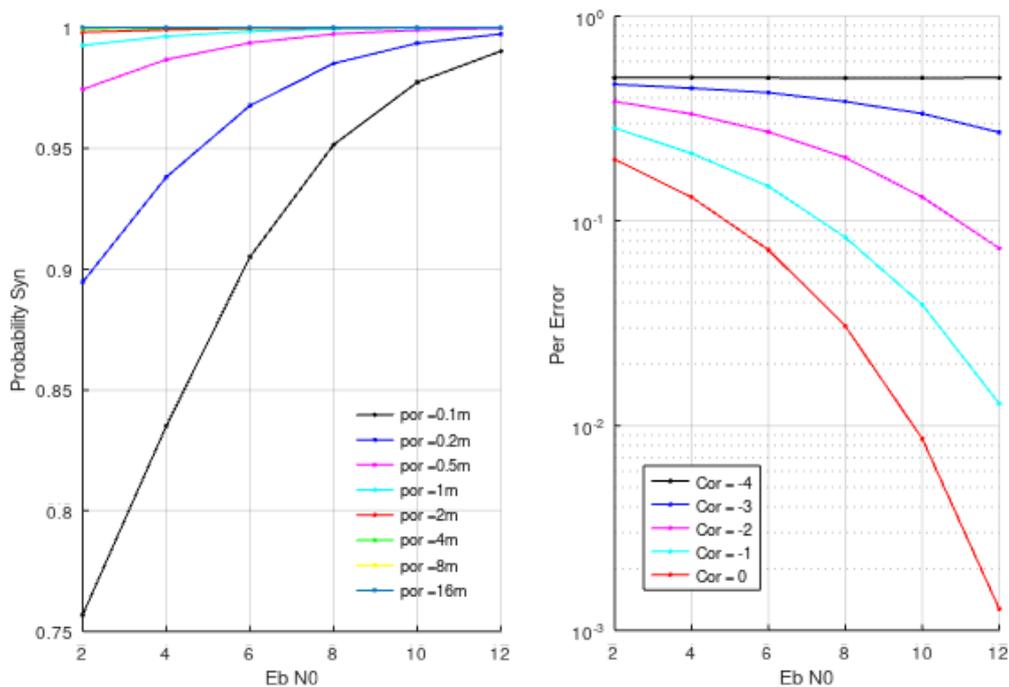


Рис. 5. Вероятность нахождения в синхронизме от отношения E_b/N_0 при разных порогах, вероятность ошибок в разных состояниях от отношения E_b/N_0

Также стоит отметить, что для каждого состояния мы имеем свои вероятности ошибок, где при полной рассинхронизации ($\text{Cof} = -4$) мы имеем вероятность ошибок 50%. При рассинхронизации всего на один семпл вероятность ошибок увеличивается на порядок по сравнению с $\text{Cof} = 0$.

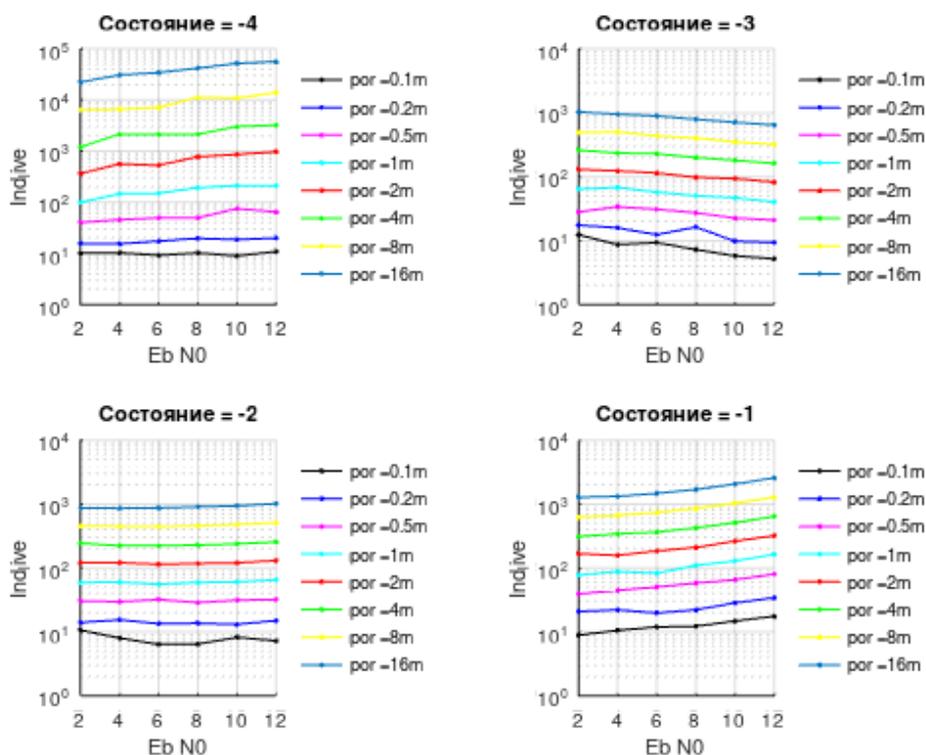


Рис. 6. Время нахождения в разных состояниях в зависимости от por и от отношения E_b/N_0

Из графиков рис. 6 видно, что при $\text{Cof} = 4$ семпла, время нахождения в рассинхронизации может превышать аналогичное время при старте из других состояний на порядок и более. В данном случае целесообразно использовать оценку дисперсии и адаптивное понижение порога для уменьшения времени вхождения в синхронизм, с последующим повышением после шага подстройки. Возможно, так же провести подстройку сразу на 2 или 4 семпла.

Литература

1. *Бернард С.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2003
2. *Mohamed K. Nezami* RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2004
3. *Мелентьев О. Г., Максимов И. Н.* Алгоритм поэлементной синхронизации по отсчетам комплексной огибающей без использования ФАПЧ. Вестник СибГУТИ. 2021. №4 С.87-94.
4. *Мелентьев О. Г., Шевнина И. Е.* Модификация алгоритма оценки отношения сигнал/шум. Вестник СибГУТИ 2018. № 2, С.3-7.

Мелентьев Олег Геннадьевич

д.т.н., профессор кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 2-698-240, e-mail: melog.aes@gmail.com, ORCID ID: 0000-0003-1646-6844.

Максимов Иван Николаевич

ведущий инженер кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. (383) 2-698-240, e-mail: ivan.maximov@mail.ru, ORCID ID: 0009-0006-5814-9352

Гончаров Даниил Андреевич

ассистент кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. 8-923-223-9630, e-mail: denn102@bk.ru, ORCID ID: 0009-0002-7869-1203

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

The algorithm of symbolic synchronization based on complex envelope counts with adaptivity elements for DQPSK modulation

D. Goncharov, I. Maximov, O. Melentyev
Siberian State University of Telecommunications and Informatics

Abstract: An algorithm for symbol synchronization based on complex envelope samples for DQPSK modulation is proposed. The algorithm does not use phase locked loop (PLL). The simulation of this algorithm is carried out, the average time of entering into synchronism and the probability of errors are determined.

Keywords: symbol synchronization, error probability, synchronization time, synchronization error.

For citation: Goncharov D. A., Maximov I. N., Melentyev O. G. The algorithm of symbolic synchronization based on complex envelope counts with adaptivity elements for DQPSK modulation. Vestnik SibGUTI, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 76-86. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-76-86>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Goncharov D. A., Maximov I. N.,
Melent'ev O. G., 2024

The article was submitted: 09.04.2024;
revised version: 03.06.2024;
accepted for publication 11.07.2024.

References

1. Bernard S. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. 2003.
2. Mohamed K. Nezami RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2004.
3. Melentyev O. G., Maksimov I. N. Algorithm of element-by-element synchronization based on complex envelope counts without using PLL. Vestnik SibGUTI. 2021. no. 4, pp. 87-94.
4. Melentyev O. G., Shevnina I. E. Modification of the algorithm for estimating the signal-to-noise ratio. Vestnik SibGUTI. 2018. no. 2, pp. 3-7.

Oleg G. Melentyev

Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Infocommunication Systems and Networks, Siberian State University of Telecommunications and Informatics (SibSUTIS, 630102, Novosibirsk, Kirova St. 86), phone: (383) 2-698-240, e-mail: melog.aes@gmail.com, ORCID ID: 0000-0003-1646-6844.

Ivan N. Maximov

Leading Engineer of the Department of Infocommunication Systems and Networks, Siberian State University of Telecommunications and Informatics (SibSUTIS, 630102, Novosibirsk, Kirova St. 86), phone (383) 2-698-240, e-mail: ivan.maximov@mail.ru, ORCID ID: 0009-0006-5814-9352

Daniil A. Goncharov

Assistant of the Department of Infocommunication Systems and Networks, Siberian State University of Telecommunications and Informatics (SibSUTIS, 630102, Novosibirsk, Kirova St. 86), phone 8-923-223-9630, e-mail: denn102@bk.ru, ORCID ID: 0009-0002-7869-1203

О влиянии на цикл деградации оптического кабеля метода восстановления связи путем соединения кабеля в месте обрыва

В. П. Шувалов¹, Б. П. Зеленцов, И. Г. Квиткова¹

¹Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В процессе эксплуатации на оптоволоконный кабель действуют различные факторы, которые приводят к отказам. Обычно считается, что наиболее слабым звеном в оптическом кабеле является оптоволокно, и поэтому в статье рассматриваются именно отказы оптоволоконного кабеля. Гарантийный срок службы оптоволоконного кабеля, который задается производителем, равен 25 годам. В настоящее время на многих участках трасс, где проложен оптический кабель, срок его эксплуатации уже превышает гарантийный, и встает вопрос о его замене на новый. Как правило, срок службы оптического кабеля превышает гарантийный срок службы, т.к. кабель в процессе эксплуатации подвергается техническому обслуживанию и ремонту. В данной статье предложена методика расчета цикла деградации оптоволоконного кабеля, определяющего время его замены на новый, учитывающая действие постепенных и внезапных отказов. Причиной постепенных отказов является старение оптического кабеля и рост ослабления сигнала, в результате чего возникает деградационный отказ (снижение уровня принимаемого сигнала ниже критического), который приводит к замене оптического кабеля. Появление внезапного отказа, вызванного посторонним вмешательством, сопровождается ремонтными работами по соединению кабеля в месте обрыва. Появление каждого нового соединения приводит к дополнительному ослаблению сигнала и сокращению времени цикла деградации. Для обнаружения внезапных отказов проводится периодический контроль технического состояния оптоволоконного кабеля. В рамках предложенной методики предполагается, что цикл деградации оптического кабеля разбивается на состояния деградации определенной длительности, которые, в свою очередь, состоят из интервалов проверки состояния оптоволоконного кабеля. При этом рассматриваются математические модели с применением полумарковских процессов, отражающие состояние оптического кабеля на одном периоде проверки, в одном состоянии деградации, на цикле деградации. Также получены выражения и зависимости, показывающие, как влияют внезапные и постепенные отказы на сокращение продолжительности цикла деградации оптического кабеля.

Ключевые слова: волоконно-оптический кабель, деградационный отказ, внезапный отказ, показатели надежности, периодический контроль, период проверки, цикл деградации, срок службы, затухание сигнала, соединение в месте обрыва кабеля, полумарковский процесс.

Для цитирования: Шувалов В. П., Зеленцов Б. П., Квиткова И. Г. О влиянии на цикл деградации оптического кабеля метода восстановления связи путем соединения кабеля в месте обрыва // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 87–100, <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-87-100>.



Контент доступен под лицензией Creative Commons Attribution 4.0 License

© Шувалов В. П., Зеленцов Б. П., Квиткова И. Г., 2024

Статья поступила в редакцию 20.06.2024;
переработанный вариант – 02.07.2024;
принята к публикации 11.07.2024.

1. Введение

В процессе эксплуатации на оптоволоконный кабель (ОК) действуют различные факторы, которые, в конечном счете, в результате деградационных процессов оптоволоконного

приводят к отказам. Гарантийный срок службы оптоволокна, который задается производителем, равен 25 годам. Понятно, что гарантийный срок от начала эксплуатации и срок до замены ОК – это разные сроки. И, как правило, срок службы ОК превышает гарантийный срок. Так, известно, что оптические кабели, проложенные в конце 60-х годов прошлого века в Америке, успешно эксплуатировались и спустя 40 лет [1], разумеется, подвергаясь техническому обслуживанию и ремонту (ТО и Р). В процессе ТО и Р может выполняться ремонт участков кабеля путем соединения в местах обрыва, замена отдельных участков кабеля, замена всего ОК [2, 3]. Решение о том, какая стратегия ТО и Р будет наиболее выгодной и обеспечит приемлемый срок службы объекта, является сложной технико-экономической задачей [4–8].

Вопросам оценки срока службы ОК, после которого требуется его замена, посвящено множество работ [9–13 и др.]. В [9] приведены теоретические модели старения оптического волокна и кабелей. В [10] рассмотрены возможные сценарии прогноза срока службы ОК на основе известной взаимосвязи срока службы и вероятности повреждения волокна в кабеле. В [11] рассматривается ОК, разбитый на участки. При этом замена участка осуществляется как при появлении внезапного отказа, так и деградиционного отказа, вызванного старением оптоволокна.

В [11] введено понятие цикла деградации и показано, что цикл деградации участка растет с ростом интенсивности внезапных отказов, если эти отказы сопровождаются заменой участка ОК. Под циклом деградации в [11] понимается время от начала эксплуатации участка ОК до его замены. Здесь же введено понятие планового цикла деградации как времени замены участка ОК при отсутствии внезапных отказов.

Далее рассматривается задача определения цикла деградации для случая, когда при внезапных отказах осуществляется соединение в месте обрыва ОК, что приводит к росту коэффициента затухания, величина которого зависит от способа соединения (сварка, механическое соединение) [14].

2. Описание модели деградации оптического кабеля

В процессе эксплуатации оптического кабеля происходят переходы между состояниями деградации [15, 16]. Состояние деградации оценивается параметром затухания сигнала. Значение параметра затухания сигнала возрастает от состояния к состоянию. Это означает, что при некотором состоянии параметр затухания, при отсутствии внезапных отказов, достигает такого значения (предельного значения), при котором наступает деградиционный отказ, который назовем плановым. После наступления планового деградиционного отказа происходит восстановление участка путём его замены на новый. Для определения времени наступления планового деградиционного отказа можно воспользоваться методом, предложенным в [10].

Начальным состоянием цикла деградации является состояние, соответствующее минимальному значению параметра затухания. В каждом состоянии деградации, характеризующимся заданной (планируемой) продолжительностью, может произойти внезапный отказ (обрыв ОК), после чего происходит восстановление участка. Затем происходит переход к следующему состоянию деградации.

В каждом состоянии деградации внезапный отказ происходит с определённой, одинаковой для каждого состояния деградации, интенсивностью. Для обнаружения этого отказа, имеющего скрытый характер, производится достоверный контроль технического состояния оптоволокна путём проведения периодических проверок. Для этого состояние деградации разбивается на постоянные интервалы, называемые периодами проверки. В конце каждого такого периода производится проверка технического состояния оптического волокна. Продолжительность проверки является пренебрежимо малой величиной по сравнению с периодом проверки. Если на периоде проверки происходит

внезапный отказ, то он обязательно обнаруживается в момент проведения проверки, после чего производится его устранение (восстановление после отказа) [17–22].

В каждом состоянии деградации имеет место деградационный процесс и может произойти внезапный отказ [23]. Этот фактор усиливает деградационный процесс, что приводит к сокращению числа состояний деградации перед отказом. Внезапный отказ прерывает состояние деградации, вызывая восстановление и переход в следующее состояние. В соответствии с этим представлением, в последнем состоянии деградации имеет место деградационный отказ, приводящий к замене ОК.

При построении модели надежности для описанных выше условий составляются диаграммы состояний-переходов, отражающие процесс деградации на разных уровнях: на одном периоде проверки, в одном состоянии деградации, на цикле деградации. Для объяснения сути подхода к формированию модели число состояний деградации и число периодов проверки принято равным пяти. В дальнейшем полученный результат обобщается на произвольное число состояний деградации и произвольное число периодов проверки.

Вероятности переходов между состояниями, используемые в математической модели, определены как переходные вероятности полумарковского процесса. Так, вероятность p_{ij} – это вероятность перехода из i -го состояния в j -е состояние при условии, что происходит выход из i -го состояния.

Планируемое время цикла деградации ОК $T_{ЦД}$ разбивается на n состояний деградации с постоянной продолжительностью $T_{Д}$:

$$T_{ЦД} = n \cdot T_{Д}, \quad (1)$$

а плановая продолжительность одного состояния деградации разбивается на m периодов проверки $T_{ПП}$:

$$T_{Д} = m \cdot T_{ПП}. \quad (2)$$

Ниже приводятся обозначения состояний событий, используемых в моделях (табл. 1), исходные характеристики модели (табл. 2) и вычисляемые характеристики модели (табл. 3), которые будут в дальнейшем использованы в статье.

Таблица 1. Обозначение состояний и событий, используемых в моделях

Обозначение	Наименование
ЦД	Цикл деградации
Д	Состояние деградации
ПП	Период проверки
ДО	Деградационный отказ
ВО	Внезапный отказ
РС	Работоспособное состояние
НС	Неработоспособное состояние
ПРС	Проверка оптоволокну в работоспособном состоянии в конце периода проверки
ПНС	Проверка оптоволокну в неработоспособном состоянии в конце периода проверки
В	Восстановление после внезапного отказа
ВД	Восстановление после деградационного отказа

Таблица 2. Исходные характеристики модели

Обозначение	Наименование
$T_{\text{цд}}$	Планируемое время цикла деградации
$T_{\text{д}}$	Планируемая продолжительность одного состояния деградации
$T_{\text{пп}}$	Продолжительность периода проверки
m	Планируемое число периодов проверки в одном состоянии деградации
n	Планируемое число состояний деградации на одном цикле деградации
λ	Интенсивность внезапных отказов
μ_1	Интенсивность восстановления после внезапного отказа
μ_2	Интенсивность восстановления после деградационного отказа
b_i	Значение параметра затухания в i -м состоянии деградации
Δb	Увеличение параметра затухания за счёт деградационного процесса в одном состоянии деградации
$\eta \cdot \Delta b$	Увеличение параметра затухания за счёт внезапного отказа

Таблица 3. Вычисляемые характеристики модели

Обозначение	Наименование
$p_{\text{во}}$	Вероятность того, что внезапный отказ не произойдёт на одном периоде проверки
$q_{\text{во}}$	Вероятность внезапного отказа на одном периоде проверки
$p_{\text{д}}$	Вероятность непосредственного перехода между двумя состояниями деградации
$q_{\text{д}}$	Вероятность восстановления после внезапного отказа в одном состоянии деградации
$p_{\text{пп}}$	Вероятность перехода к следующему периоду проверки в одном состоянии деградации
$q_{\text{пп}}$	Вероятность перехода к восстановлению после внезапного отказа на одном периоде проверки
$m_{\text{пп}}$	Среднее число периодов проверки в одном состоянии деградации
$n_{\text{д}}$	Среднее число попаданий в состояния деградации на одном цикле деградации
$n_{\text{в}}$	Среднее число восстановлений после внезапного отказа на одном цикле деградации
$t_{\text{д}}$	Средняя продолжительность одного состояния деградации
$t_{\text{цд}}$	Средняя продолжительность цикла деградации
$t_{\text{в}}$	Среднее время восстановлений после внезапного отказа на одном цикле деградации

2.1. Диаграмма состояний-переходов на одном периоде проверки

Диаграмма состояний-переходов на одном периоде проверки представлена на рис. 1. Процесс переходов на одном периоде проверки заканчивается:

- 1) переходом на следующий период проверки с вероятностью $p_{\text{пп}}$, равной

$$p_{\text{пп}} = p_{\text{во}} = \exp(-\lambda \cdot T_{\text{пп}}); \quad (3)$$

- 2) переходом к следующему состоянию деградации с вероятностью $q_{\text{пп}}$, равной

$$q_{\text{пп}} = 1 - p_{\text{пп}} = 1 - \exp(-\lambda \cdot T_{\text{пп}}). \quad (4)$$

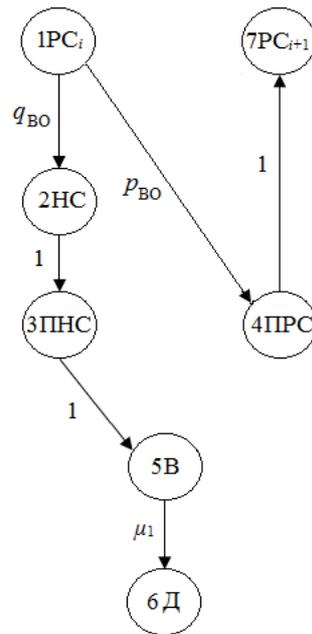


Рис. 1. Диаграмма состояний-переходов на одном периоде проверки

2.2. Диаграмма состояний-переходов в одном состоянии деградации

Каждое состояние деградации разбивается на постоянные периоды проверки. Результат проверки технического состояния выдаётся в конце каждого периода.

Диаграмма состояний-переходов в одном состоянии деградации приведена на рис. 2.

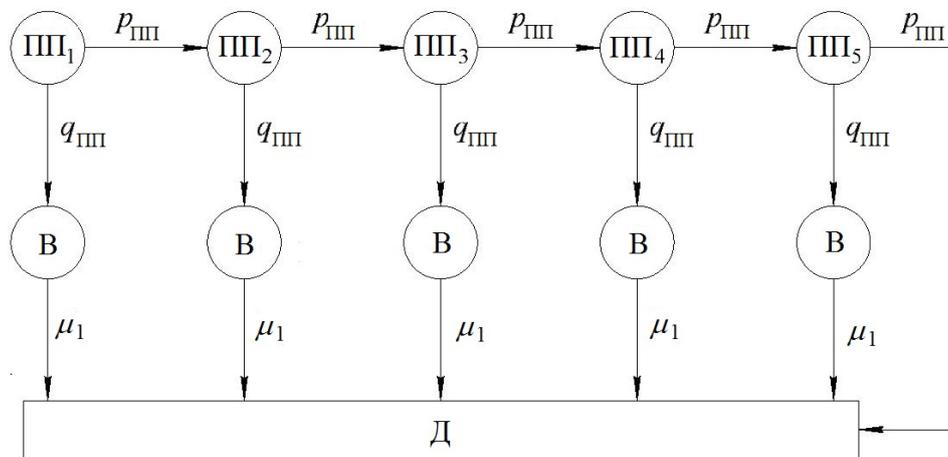


Рис. 2. Диаграмма состояний-переходов между периодами проверки в одном состоянии деградации

На каждом периоде проверки ПП_{*i*} ($i = 1, 2, 3, 4, 5$) может произойти внезапный отказ, что приводит к восстановлению ОК и переходу в следующее состояние деградации с вероятностью $q_{ПП}$, определяемой выражением (4). Если внезапный отказ не происходит, то имеет место переход на следующий период проверки, а на последнем периоде проверки – переход к следующему состоянию деградации. При этом возможны два варианта такого перехода:

1) переход при отсутствии внезапного отказа на всех периодах проверки с вероятностью

$$p_D = p_{ПП}^5, \tag{5}$$

где $p_{ПП}$ определяется выражением (3);

2) переход на восстановление при внезапном отказе на одном из периодов проверки с вероятностью

$$q_{\text{Д}} = 1 - p_{\text{ПП}}^5. \quad (6)$$

В соответствии с диаграммой рис. 2 число периодов проверки в одном состоянии деградации является случайным. Среднее число таких периодов определяется случайным числом периодов проверки и вероятностью этого числа, то есть случайное число периодов проверки происходит с вероятностью $p_{\text{ПП}}^{i-1} \cdot q_{\text{ПП}}$, где $i = 1, 2, \dots, 5$. Отсюда следует, что среднее число периодов проверки в одном состоянии деградации при $m = 5$ вычисляется по формуле (7):

$$m_{\text{ПП}} = 1 \cdot q_{\text{ПП}} + 2 p_{\text{ПП}}^1 \cdot q_{\text{ПП}} + 3 p_{\text{ПП}}^2 \cdot q_{\text{ПП}} + 4 p_{\text{ПП}}^3 \cdot q_{\text{ПП}} + 5 p_{\text{ПП}}^4 \cdot q_{\text{ПП}} = \frac{1 - p_{\text{ПП}}^5}{1 - p_{\text{ПП}}}. \quad (7)$$

Средняя продолжительность одного состояния деградации определяется выражением (8)

$$t_{\text{Д}} = m_{\text{ПП}} \cdot T_{\text{ПП}}. \quad (8)$$

2.3. Диаграмма состояний-переходов на одном цикле деградации

Цикл деградации охватывает продолжительность эксплуатации оптического кабеля от начального состояния деградации до критического состояния, то есть состояния с деградационным отказом. Поэтому цикл деградации включает в себя нахождение в состояниях деградации и в состояниях восстановления после внезапных отказов.

На рис. 3 приведена диаграмма состояний-переходов с пятью состояниями деградации и вероятностями переходов $p_{\text{Д}}$ из (5).

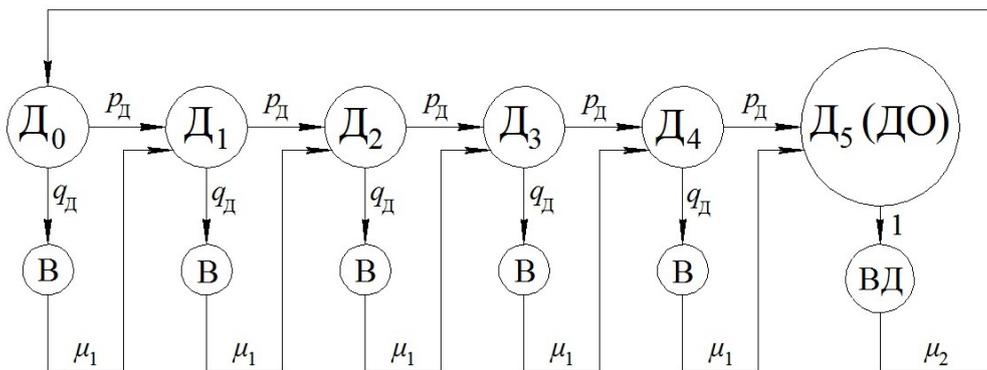


Рис. 3. Диаграмма состояний-переходов на одном цикле деградации

В состояниях D_0, D_1, D_2, D_3, D_4 имеет место нарастание затухания, а в состоянии D_5 происходит деградационный отказ. После деградационного отказа производится восстановление ОК с интенсивностью μ_2 , заканчивается цикл деградации и начинается новый. Начальным состоянием цикла деградации является состояние D_0 .

Непосредственный переход из текущего состояния деградации к следующему состоянию деградации происходит при условии, что в текущем состоянии деградации не было внезапного отказа. На диаграмме (рис. 2) с 5 периодами проверки вероятность перехода в следующее состояние деградации равна $p_{\text{Д}}$, а выход из текущего состояния деградации на восстановление происходит с вероятностью $q_{\text{Д}}$, которая определяется выражением (6).

3. Затухание сигнала в процессе деградации и определение цикла деградации

В процессе деградации оптоволокна параметр затухания сигнала увеличивается на значение Δb в одном состоянии деградации.

Внезапный отказ в любом состоянии деградации приводит к увеличению параметра затухания оптоволокна в следующем состоянии. При этом он может вызывать разное изменение параметра затухания. Это явление учитывается с помощью коэффициента η , который назовем коэффициентом влияния внезапного отказа на деградационный процесс. При $\eta = 0$ внезапные отказы не влияют на процесс деградации; при $\eta = 1$ внезапные отказы оказывают такое же влияние, как деградационный процесс в одном состоянии; при $\eta > 1$ внезапные отказы оказывают большее влияние по сравнению с деградационным процессом в одном состоянии.

Увеличение параметра затухания в одном состоянии Δb и $\eta \cdot \Delta b$ передается следующему состоянию при переходе в него.

Итак, нарастание параметра затухания сигнала при переходе $D_i \rightarrow D_{i+1}$ происходит за счёт следующих факторов:

- 1) переход параметра затухания b_i из состояния D_i в состояние D_{i+1} ;
- 2) увеличение параметра затухания на величину Δb за счёт деградационного процесса в состоянии D_i ;
- 3) увеличение параметра затухания за счёт внезапного отказа на величину $\eta \cdot \Delta b$.

Переход $D_i \rightarrow D_{i+1}$ происходит как при отсутствии, так и при возникновении внезапного отказа. В любом случае параметр затухания в состоянии D_{i+1} увеличивается на величину Δb за счёт деградационного процесса в состоянии D_i . Однако увеличение параметра затухания от внезапного отказа имеет место только в случае, если это событие происходит. Поскольку вероятность этого события равна q_D , то увеличение параметра затухания в среднем будет равно $\eta \cdot \Delta b \cdot q_D$.

Нарастание параметра затухания при переходе $D_i \rightarrow D_{i+1}$ выражается следующим образом:

$$b_{i+1} = b_i + \Delta b + \eta \cdot \Delta b \cdot q_D.$$

Отсюда следует, что, если расчёт параметра затухания в состоянии D_i производится при условии того, что в состоянии D_0 значение параметра затухания равно нулю, то:

$$b_i = i \cdot (1 + \eta \cdot q_D) \cdot \Delta b.$$

Таким образом, параметр затухания сигнала в состоянии D_i зависит от номера состояния, коэффициента η и вероятности восстановления после внезапного отказа.

При интенсивности внезапных отказов $\lambda \neq 0$ и коэффициенте $\eta \neq 0$ нарастание параметра затухания сигнала при переходе от состояния к состоянию будет больше по сравнению с плановым значением Δb . Плановый деградационный отказ наступает при значении параметра затухания $n \cdot \Delta b$. Тогда деградационный отказ, не являющийся плановым, наступит при выполнении условия $b_i \geq n \cdot \Delta b$. В этом случае номер критического состояния с деградационным отказом I выражается неравенством:

$$I \geq \frac{n}{1 + \eta \cdot q_D} = \frac{n}{1 + \eta \cdot [1 - \exp(-\lambda \cdot T_D)]}, \quad (9)$$

где T_D определяется выражением (2).

Значение I является одновременно числом состояний, входящих в цикл деградации.

При выполнении условия (9) деградационный цикл завершается в состоянии D_i . При этом производится замена ОК, а затем - дальнейшая его эксплуатация с новым плановым циклом деградации, продолжительность которого определяется из (1).

Итак, деградационный отказ, обусловленный влиянием внезапных отказов, может наступить в некотором состоянии D_i , где $i \leq n$, то есть число состояний цикла деградации уменьшается по сравнению с плановым значением n .

Средняя продолжительность цикла деградации зависит от I и среднего времени восстановления после деградационного отказа:

$$t_{\text{ЦД}} = I \cdot \left(t_D + \frac{q_D}{\mu_1} \right) + \frac{1}{\mu_2}. \quad (10)$$

Прогнозируемое уменьшение числа состояний деградации по отношению к плановому числу можно определить следующим образом:

$$\delta_I = \frac{I}{n}. \quad (11)$$

Прогнозируемое изменение продолжительности цикла деградации по отношению к плановой продолжительности:

$$\delta_{\text{ЦД}} = \frac{I \cdot t_{\text{Д}}}{T_{\text{ЦД}}} = \delta_I \cdot \frac{1 - p_{\text{ПП}}^m}{1 - p_{\text{ПП}}}, \quad (12)$$

где δ_I определяется выражением (11).

Средняя частота восстановлений после внезапного отказа на цикле деградации:

$$\nu_{\text{В}} = \frac{1}{t_{\text{Д}} + q_{\text{Д}}/\mu_1}. \quad (13)$$

Частота $\nu_{\text{В}}$ из (13) представляет собой среднее число внезапных отказов в единицу времени. Размерность этой частоты может быть выражена в единицах 1/час или 1/год. Этот показатель позволяет планировать техническое обслуживание ОК, расходы на замену участков ОК и другие статьи расходов.

4. Пример расчета цикла деградации участка оптического кабеля

Для исследования поведения продолжительности цикла деградации участка ОК в зависимости от влияния внезапных отказов в условиях периодического контроля введены следующие исходные данные:

- планируемое число состояний деградации $n=30$;
- планируемая продолжительность одного состояния деградации $T_{\text{Д}} = 1 \text{ год} = 8760 \text{ ч}$;
- период проверки $T_{\text{ПП}} = 0.5 \text{ ч}$;
- интенсивность восстановления после внезапного отказа $\mu_1 = 0.25 \text{ 1/ч}$;
- интенсивность восстановления после деградационного отказа $\mu_2 = 0.1 \text{ 1/ч}$.

Значения интенсивностей восстановления μ_1 и μ_2 выбраны в соответствии с РД 45.047-99.

При заданных значениях n и $T_{\text{Д}}$, в случае отсутствия внезапных отказов на всем интервале планируемого цикла деградации, увеличение параметра затухания за счёт деградации в одном состоянии можно принять равным $\Delta b = 0.2 \text{ дБ}$ при энергетическом запасе в 6 дБ [24], когда наступает плановый деградационный отказ. При наличии внезапных отказов восстановление участка оптического кабеля после отказа увеличивает параметр затухания на 0.05 дБ при сварном способе соединения оптических волокон и на 0.5 дБ - при механическом соединении оптических волокон [24]. Таким образом, увеличение параметра затухания за счёт внезапного отказа $\eta \Delta b$ равно 0.05 дБ либо 0.5 дБ при $\Delta b = 0.2 \text{ дБ}$. Тогда коэффициент влияния внезапного отказа η равен 0.25 и 2.5 соответственно.

На рис. 4 приведен график зависимости средней продолжительности одного состояния деградации из выражения (8) от интенсивности внезапных отказов $\lambda = 0, 10^{-7}, \dots, 10^{-3} \text{ 1/ч}$.

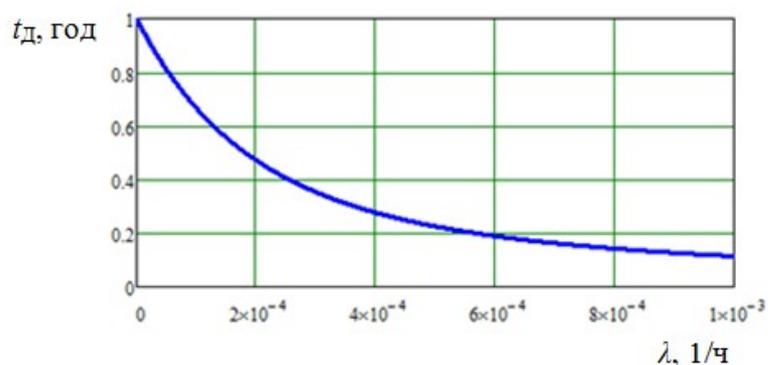


Рис.4. Зависимость средней продолжительности одного состояния деградации $t_{\text{Д}}$ от интенсивности внезапных отказов λ

Увеличение числа отказов в течение состояния деградации значительно сокращает продолжительность цикла деградации и ускоряет переход в следующее состояние деградации с худшими характеристиками оптического волокна на участке ОК. Причем также сокращается количество состояний деградации на цикле деградации участка ОК.

Прогнозируемое уменьшение числа состояний деградации по отношению к плановому значению, определяемое выражением (11), описывается графиком на рис 5.

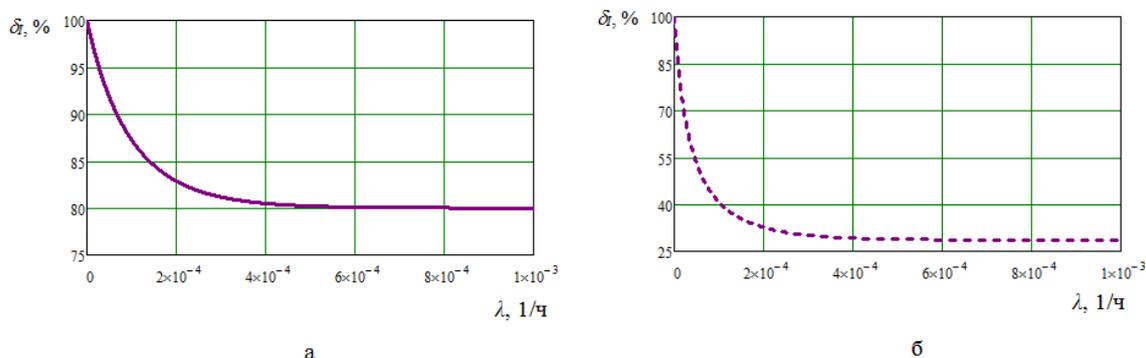


Рис. 5 Зависимость δ_i , выраженного в процентах, от интенсивности внезапных отказов λ : а – при $\eta = 0.25$; б – при $\eta = 2.5$

По графикам на рис. 5 можно сделать вывод о том, что при увеличении интенсивности внезапных отказов прогнозируемое уменьшение количества состояний деградации стремится к постоянному значению.

Средняя продолжительность цикла деградации (в годах), определяемая выражением (10), приведена в табл. 4 при различных значениях λ и η . В табл. 4 также указано значение прогнозируемого изменение продолжительности цикла деградации по отношению к плановой продолжительности из (12), выраженное в процентах.

Таблица 4. Средняя продолжительность цикла деградации $t_{ЦД}$ и её прогнозируемое изменение по отношению к плановому значению $\delta_{ЦД}$

Параметр	Значение					Значение				
	0.25					2.5				
λ , 1/ч	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
$t_{ЦД}$, ГОД	29.98	29.8	28.1	17.44	2.75	29.92	29.23	23.75	8.13	0.98
$\delta_{ЦД}$, %	99.93	99.35	93.78	58.14	9.13	99.74	97.44	79.15	27.09	3.26

Продолжительность цикла деградации зависит того, насколько часто происходят отказы и каким образом производится ремонт участка ОК. Устранение отказа путем соединения оптических волокон ОК сокращает продолжительность цикла деградации быстрее, т.к. в этом случае эксплуатационный запас ОК будет исчерпан за меньший период времени.

5. Заключение

Приведенный в статье подход, основанный на формировании полумарковской модели деградации, позволяет разработать методику оценки цикла деградации оптического кабеля, учитывающую затухание сигнала как один из основных параметров, отражающих деградационный процесс оптоволоконного кабеля. Также методика учитывает наличие внезапных отказов, возникающих в процессе эксплуатации оптического кабеля. При этом можно оценить, в какой мере изменится продолжительность срока эксплуатации кабеля до его замены по сравнению с плановым сроком. Это дает возможность спрогнозировать время

замены оптического кабеля на новый при известных условиях его эксплуатации и принятом способе технического обслуживания и ремонта.

Работа выполнена в рамках государственного задания 071-03-2024-008 от 19.01.2024.

Литература

1. *Кемельбеков Б. Ж., Мышкин В. Ф., Хан В. А.* Оптические кабели связи. Томск: НТЛ, 2001. 352 с.
2. К расчету надежности оптического волокна при различных условиях эксплуатации / В. П. Шувалов, С. В. Тимченко, В. М. Деревяшкин, И. Г. Квиткова // Наука и бизнес: пути развития. 2020. № 9 (111). С. 46-48.
3. *Шувалов В. П., Зеленцов Б. П., Квиткова И. Г.* Модель надёжности волоконно-оптической линии связи при недостоверном прогнозирующем контроле // Вестник СибГУТИ. 2020. №4. С.66-76.
4. *Шувалов В. П., Тимченко С. В., Квиткова И. Г.* Методы технического обслуживания и ремонта оптоволоконных линий // Наука и бизнес: пути развития. 2023. №5 (143). С.75-79.
5. *Шувалов В. П., Квиткова И. Г.* Техничко-экономический анализ пассивных оптических сетей доступа большого радиуса действия // Сборник материалов VI Всероссийской научно-практической конференции «Информационные технологии и когнитивная электросвязь. Екатеринбург, 2020. С. 45-49.
6. *Гулина О. М., Жиганин А. А., Чепурко В. А.* Разработка критерия оптимизации срока службы энергоблока // Известия высших учебных заведений. Ядерная энергетика. 2001. №2. С.10-14.
7. *Гулина О. М., Меркун А. В., Семишкин В. П.* Риск-ориентированный подход в методологии управления ресурсом // Вопросы атомной науки и техники. Серия: физика ядерных реакторов. 2021. №2. С. 92-98.
8. Анализ опыта технической эксплуатации линейно-кабельных сооружений транспортной многоканальной коммуникации / В. А. Андреев, В. А. Бурдин, М. В. Дашков, В. Б. Попов // Электросвязь. 2021. № 1. С. 64-66.
9. *Цым А.Ю.* Сроки службы оптических кабелей. Анализы. Риски. // Кабели и провода. 2020. № 2 (382). С. 20-26.
10. *Андреев В. А., Бурдин В. А., Нижгородов А. О.* Сценарии прогноза срока службы оптического волокна в КЛС // Первая миля. 2020. № 4 (89). С. 34-43.
11. *Shuvalov V. P., Zelentsov B. P., Kvitkova I. G.* On the effect of sudden failures and control errors of the first kind on the degradation cycle of an optical cable // 2023 IEEE 16th international conference of actual problems of electronic instrument engineering (APEIE). Novosibirsk, 10-12 November, 2023. P. 550-555.
12. Прогноз срока службы оптического кабеля. Два подхода к оцениванию актуальной прочности оптических волокон кабельной линии / В. А. Андреев, В. А. Бурдин, М. В. Дашков, А. О. Нижгородов // Фотон-экспресс. 2021. № 6 (174). С. 220-221.
13. Контроль прочности оптических волокон в задачах прогноза ресурса оптических кабелей на ВОЛС / В. А. Бурдин, А. В. Бурдин, М. В. Дашков, А. О. Нижгородов // Материалы VIII Молодежной международной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов студентов «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы -2021». Казань, 2021. С. 11-15.
14. *Андреев В. А., Бурдин В. А., Бурдин В. А., Дашков М. В.*, Метод неразрушающего контроля прочности кварцевого оптического волокна // Компьютерная оптика. 2022. Т. 46, № 2. С. 224-231.
15. *Shuvalov V., Ionikova E., Karpov K.* Method for determining the number of states of the Markov model of damage accumulation in predicting the technical condition of a fiber-optic

- cable. // Proceedings of international Conference on Applied Innovation in IT. 2021. V. 9, № 1. P. 13-19.
16. Шувалов В. П., Зеленцов Б. П., Квиткова И. Г. Модель надёжности оптоволокну в условиях деградации. // Вестник СибГУТИ. 2022. №3 (59). С.56-61.
 17. Monitoring in the Physical Channels of Optical Access Networks / I. Bogachkov, N. Gorlov, T. Monastyrskaya, N. Medvedeva // Proceedings of International Conference on Applied Innovation in IT (ICAИТ-2023). 2023. V. 11, № 1. P. 49–53.
 18. Горлов Н. И. Последние исследования и разработки в области мониторинга оптического волокна в системах связи // Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики. Сборник научных трудов III Международной научно-практической конференции. Екатеринбург, 2023. С. 35-39.
 19. Gorlov N. I. Optical reflectometry based on the principle of separation of the difference frequency of the Brillouin scattering spectrum. // Proceedings of International Scientific-Practical Conference «Information Innovative Technologies». Prague, April 25-29, 2022. P. 280-286.
 20. Горлов Н. И. Мониторинг физической среды оптической сети доступа // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2023). Сборник научных статей. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Санкт-Петербург, 2023. С. 360-364
 21. Горлов Н. И. Мониторинг подводных волоконно-оптических линий связи // Информационные технологии и когнитивная электросвязь. Сборник научных трудов IX Всероссийской научно-практической конференции. Екатеринбург, 2023. С. 54-57.
 22. Горлов Н. И. Методы мониторинга физической среды пассивных оптических сетей // Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики. Сборник научных трудов III Международной научно-практической конференции. Екатеринбург, 2023. С. 46-49.
 23. Шувалов В. П., Карнов К. А., Ионикова Е. П. Методика определения вероятности отказа оптического волокна от текущего времени эксплуатации // Вестник СибГУТИ. 2021. №2. С. 60-68
 24. Ефанов В. И. Проектирование, строительство и эксплуатация ВОЛС. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 102 с.

Шувалов Вячеслав Петрович

д.т.н., профессор кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. +7 383 269 82 43, e-mail: shvp04@mail.ru, ORCID: 0000-0002-1670-4753.

Зеленцов Борис Павлович

д.т.н., профессор, e-mail: zelentsov@mail.ru, ORCID: 0000-0002-5532-0963.

Квиткова Ирина Геннадьевна

старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных систем и сетей, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. +7 383 26982 44, e-mail: irin.creme@yandex.ru, ORCID: 0000-0003-1745-9582.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

On the Effect on the Optical Cable Degradation Cycle of the Method of Restoring Communication by Connecting the Cable at the Breakage Point

Vyacheslav P. Shuvalov¹, Boris P. Zelentsov, Irina G. Kvitkova¹

¹Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: During operation, various factors affect the fiber optic cable, which lead to failures. It is generally assumed that the weakest link in an optical cable is fiber, and therefore it is fiber failures that are considered in the article. The warranty period of the fiber, which is set by the manufacturer, is 25 years. Currently, on many sections of the routes where the optical cable is laid, its service life already exceeds the warranty period, and the question arises of replacing it with a new one. As a rule, the service life of an optical cable exceeds the warranty period, because the cable is subject to maintenance and repair during operation. This article proposes a method for calculating the degradation cycle of a fiber-optic cable, which determines the time of its replacement with a new one, taking into account the effect of gradual and sudden failures. The reason for the gradual failures is the aging of the optical cable and the increase in signal attenuation, resulting in a degradation failure (a decrease in the level of the received signal below the critical one), which leads to the replacement of the optical cable. The appearance of a sudden failure caused by outside interference is accompanied by repair work on connecting the cable at the breakage point. The appearance of each new connection leads to an additional attenuation of the signal and a reduction in the degradation cycle time. To detect sudden failures, periodic monitoring of the fiber technical condition is carried out. Within the framework of the proposed methodology, it is assumed that the degradation cycle of an optical cable is divided into degradation states of a certain duration, which, in turn, consist of intervals for checking the condition of the optical fiber in the cable. At the same time, mathematical models using semi-Markov processes are considered, reflecting the state of an optical cable during one testing period, in one degradation state, and on a degradation cycle. Expressions and dependencies have also been obtained showing how sudden and gradual failures affect the reduction of the duration of the optical cable degradation cycle.

Keywords: fiber optic cable, degradation failure, sudden failure, reliability measures, periodic monitoring, testing period, degradation cycle, service life, signal attenuation, connection at the cable breakage point, semi-Markov process.

For citation: Shuvalov V. P., Zelentsov B. P., Kvitkova I. G. On the Effect on the Optical Cable Degradation Cycle of the Method of Restoring Communication by Connecting the Cable at the Breakage Point (in Russian) Vestnik SibGUTI, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 87-100. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-87-100>.



Content is available under the © Shuvalov V.P., Zelentsov B.P., Kvitkova I.G.,
license Creative Commons Attribution 4.0 License 2024

The article was submitted: 20.06.2024;
revised version: 02.07.2024;
accepted for publication 11.07.2024.

References

1. *Kemel'bekov B. Zh., Myshkin V. F., Han V. A.* Optical communication cables [Opticheskie kabeli svjazi]. Tomsk, NTL, 2001. 352 p.
2. *Shuvalov V. P., Timchenko S. V., Derevyashkin V. M., Kvitkova I. G.* K raschetu nadezhnosti opticheskogo volokna pri razlichnyh usloviyah jekspluatacii [To calculate the reliability of optical fiber under various operating conditions]. *Nauka i biznes: puti razvitija*, 2020, no. 9 (111), pp. 46-48.
3. *Shuvalov V. P., Zelencov B. P., Kvitkova I. G.* Model' nadjozhnosti volokonno-opticheskoy linii svjazi pri nedostovernom prognozirujushhem kontrole [A reliability model of a fiber-optic communication line with unreliable predictive monitoring]. *Vestnik SibGUTI*, 2020, № 4, pp. 66-76.

4. *Shuvalov V. P., Timchenko S. V., Kvitkova I. G.* Metody tehničeskogo obsluživanja i remonta optovolokonnyh linij [Methods of maintenance and repair of fiber optic lines]. *Nauka i biznes: puti razvitija*, 2023, no. 5 (143), pp. 75-79.
5. *Shuvalov V. P., Kvitkova I. G.* Tehniko-jekonomičeskij analiz passivnyh optičeskikh setej dostupa bol'shogo radiusa dejstvija [Technical and economic analysis of long-reach passive optical access networks]. *Sbornik materialov VI Vserossijskoj nauchno-praktičeskoj konferencii «Informacionnye tehnologii i kognitivnaja jelektrosvjaz'»*, Ekaterinburg, 2020, pp. 45-49.
6. *Gulina O. M., Zhiganshin A. A., Chepurko V. A.* Razrabotka kriterija optimizacii sroka sluzhby jenergobloka [Development of criteria for optimizing the service life of a power unit]. *Izvestiya vuzov. Yadernaya Energetika*, 2001, no. 2, pp.10-14.
7. *Gulina O. M., Merkun A. V., Semishkin V. P.* Risk-orientirovannyj podhod v metodologii upravlenija resursom [Risk-based approach in resource management methodology]. *Voprosy atomnoj nauki i tehniki. Serija: fizika jadernyh reaktorov*, 2021, no. 2, pp. 92-98.
8. *Andreev V. A., Burdin V. A., Dashkov M. V., Popov V. B.* Analiz opyta tehničeskoj jekspluatacii linejno-kabel'nyh sooruzhenij transportnoj mnogokanal'noj kommunikacii [Analysis of the experience of technical operation of linear cable structures of multichannel transport communication]. *Electrosvyaz*, 2021, no. 1, pp. 64-66.
9. *A. Yu. Cym*, Sroki sluzhby optičeskikh kabelej. Analizy. Riski. [The service life of optical cables. Analyzes. Risks]. *Cables and Wires*, 2020, no. 2 (382), pp. 20-26.
10. *Andreev V. A., Burdin V. A., Nizhgorodov A. O.* Scenarii prognoza sroka sluzhby optičeskogo volokna v kabel'nyh linijah svjazi [Scenarios for predicting the service life of optical fiber in cable communication lines]. *Pervaja milja*, 2020, no. 4 (89), pp. 34-43.
11. *Shuvalov V. P., Zelentsov B. P., Kvitkova I. G.* On the Effect of Sudden Failures and Control Errors of the First Kind on the Degradation Cycle of an Optical Cable. *Proc. of IEEE 16th International Conference of Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE-2023)*, Novosibirsk, 10-12 Nov 2023, pp. 550-555.
12. *Andreev V. A., Burdin V. A., Dashkov M. V., Nizhgorodov A. O.* Prognoz sroka sluzhby optičeskogo kabelja. Dva podhoda k ocenivaniju aktual'noj prochnosti optičeskikh volokon kabel'noj linii [The forecast of the service life of the optical cable. Two approaches to assessing the actual strength of cable line optical fibers]. *Foton-express*, 2021, no. 6 (174), pp. 220-221.
13. *Burdin A. V., Burdin V. A., Dashkov M. V., Nizhgorodov A. O.* Kontrol' prochnosti optičeskikh volokon v zadachah prognoza resursa optičeskikh kabelej na VOLS [Control of the strength of optical fibers in the tasks of forecasting the resource of optical cables on FOCL]. *Materialy VIII Molodezhnoj mezhdunarodnoj nauchno-tehničeskoj konferencii molodyh učennyh, aspirantov studentov «Prikladnaja jelektrodinamika, fotonika i zhivye sistemy -2021»*, Kazan, 2021, pp. 11-15.
14. *Andreev V. A., Burdin A. V., Burdin V. A., Dashkov M. V.* Metod nerazrushajushhego kontrolja prochnosti kvarcevog optičeskogo volokna [The method of non-destructive testing of the strength of quartz optical fiber]. *Komp'juternaja optika*, 2022, vol. 46, no. 2, pp. 224-231.
15. *Shuvalov V., Ionikova E., Karpov K.* Method for Determining the Number of States of the Markov Model of Damage Accumulation in Predicting the Technical Condition of a Fiber-Optic Cable. *Proc. of international Conference on Applied Innovation in IT*, Koethen, Germany, 7 March 2021, vol. 9, iss. 1, pp. 13-19.
16. *Shuvalov V. P., Zelencov B. P., Kvitkova I. G.* Model' nadjozhnosti optovolokna v uslovijah degradacii [A model of optical fiber reliability under degradation conditions]. *Vestnik SibGUTI*, 2022, no. 3 (59), pp. 56-61.
17. *Bogachkov I., Gorlov N., Monastyrskaya T., Medvedeva N.* Monitoring in the Physical Channels of Optical Access Networks. *Proc. of International Conference on Applied Innovation in IT (ICAIIIT-2023)*, Koethen, Germany, 9 March 2023, vol. 11, iss. 1, pp. 49–53.
18. *Gorlov N. I.* Poslednie issledovanija i razrabotki v oblasti monitoringa optičeskogo volokna v sistemah svjazi [Recent research and development in the field of optical fiber monitoring in communication systems]. *Infokommunikacionnye tehnologii: aktual'nye voprosy cifrovoj jekonomiki. Sbornik nauchnyh trudov III Mezhdunarodnoj nauchno-praktičeskoj konferencii*, Ekaterinburg, 2023, pp. 35-39.
19. *Gorlov N. I.* Optical reflectometry based on the principle of separation of the difference frequency of the brillouin scattering spectrum. *Proc. of International Scientific-Practical Conference on Information Innovative Technologies*, Prague, 25-29 April 2022, pp. 280-286.

20. *Gorlov N. I.* Monitoring fizicheskoj sredy opticheskoj seti dostupa [Monitoring of the physical environment of the optical access network]. Aktual'nye problemy infotelekkommunikacij v nauke i obrazovanii (APINO 2023). Sbornik nauchnyh statej. XII Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja i nauchno-metodicheskaja konferencija, Saint-Petersburg, 2023, pp. 360-364.
21. *Gorlov N. I.* Monitoring podvodnyh volokonno-opticheskijh linij svjazi [Monitoring of underwater fiber-optic communication lines]. Informacionnye tehnologii i kognitivnaja jelektrosvjaz'. Sbornik nauchnyh trudov IX Vserossijskoj nauchno-prakticheskijh konferencii, Ekaterinburg, 2023, pp. 54-57.
22. *Gorlov N. I.* Metody monitoringa fizicheskoj sredy passivnyh opticheskijh setej [Methods of monitoring the physical environment of passive optical networks]. Infokommunikacionnye tehnologii: aktual'nye voprosy cifrovoj jekonomiki. Sbornik nauchnyh trudov III Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskijh konferencii, Ekaterinburg, 2023, pp. 46-49.
23. *Shuvalov V. P., Karpov K. A., Ionikova E. P.* Metodika opredelenija verojatnosti otkaza opticheskogo volokna ot tekushhego vremeni jekspluatacii [A method for determining the probability of failure of an optical fiber on the current operating time] Vestnik SibGUTI, 2021, no. 2, pp. 60-68.
24. *Efanov V. I.* Design, construction and operation of FOCL [Proektirovanie, stroitel'stvo i jekspluatacija VOLS]. Tomsk, TUSUR. 2012. 102 p.

Vyacheslav P. Shuvalov

Dr. of Sci. (Engineering), Professor; Professor of the Department of Infocommunication Networks and Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 383 26982 43, e-mail: shvp04@mail.ru, ORCID: 0000-0002-1670-4753.

Boris P. Zelentsov

Dr. of Sci. (Engineering), Professor, e-mail: zelentsov@mail.ru, ORCID: 0000-0002-5532-0963.

Irina G. Kvitkova

Senior Lecturer of the Department of Infocommunication Networks and Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 383 26982 44, e-mail: irin.creme@yandex.ru, ORCID: 0000-0003-1745-9582.