

На правах рукописи

Лернер Илья Михайлович

**МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ
В ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ
С МЕЖСИМВОЛЬНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения;
2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

Санкт-Петербург – 2023

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева–КАИ» на кафедре электронных и квантовых средств передачи информации и кафедре нанотехнологий в электронике.

Научные консультанты: доктор технических наук, профессор
Ильин Герман Иванович
доктор технических наук, доцент
Файзуллин Рашид Робертович

Официальные
оппоненты: **Хворенков Владимир Викторович**,
доктор технических наук, профессор,
Ижевский государственный технический университет
имени М.Т. Калашникова, кафедра радиотехники,
заведующий кафедрой

Воловач Владимир Иванович,
доктор технических наук, доцент,
Поволжский государственный
университет сервиса, Высшая школа передовых
производственных технологий, и.о. директора

Сороцкий Владимир Александрович,
доктор технических наук, доцент,
Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого, Высшая школа прикладной физики
и космических технологий, профессор

Ведущая организация: Акционерное общество «Концерн «Созвездие»,
г. Воронеж

Защита состоится 03 апреля 2024 года в 15.00 на заседании диссертационного совета 55.2.004.01, созданном на базе Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», по адресу: Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, ауд. 554/1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке СПбГУТ по адресу Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1 и на сайте www.sut.ru.

Автореферат разослан 29 декабря 2023 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета 55.2.004.01,
канд. техн. наук, доцент

А.Г. Владыко

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования. Проблема повышения пропускной способности систем передачи информации является одной из главных проблем радиотехники и теории связи на всем протяжении истории их существования. Её решение на разных этапах развития предметных областей знаний всегда связано с созданием новых, более точных, адекватных математических моделей, позволяющих реально оценить пропускную способность каналов связи с учётом воздействия неблагоприятных факторов, и достичь её за счёт разработки новых методов обработки сигналов. Впервые постановка данной проблемы и её решение представлено R. Hartley (1928 г). На современном этапе развития систем передачи информации решение указанной проблемы напрямую связано с необходимостью обеспечения устойчивой работы системы связи в условиях наличия межсимвольных искажений (МСИ), обусловленных частотной селективностью канала связи.

Для работы в таких каналах применяются два основных класса построения радиотехнических систем передачи информации (РСПИ): 1) РСПИ с параллельной передачей информации (РСПИ ПарПИ), реализующие технологии OFDM и/или MIMO; 2) РСПИ с последовательной передачей информации (РСПИ ППИ), которые производят съём информации о канальном символе в условиях МСИ, в т.ч. при скоростях модуляции выше скорости Найквиста (ВЧН).

Несмотря на широкую распространённость РСПИ ПарПИ для высокоскоростной передачи информации, к их недостаткам, в сравнении с РСПИ ППИ, можно отнести: большие значения пик-фактора (до 10 дБ); меньшую помехоустойчивость при одинаковой информационной скорости; проигрыш по помехоустойчивости от 3 до 10 дБ в каналах связи с высокой селективностью замираний, в т.ч. в условиях, когда характер замирания отдельных сигнальных лучей частотно-селективного канала (ЧСКС) является взаимно коррелированным.

Указанные выше недостатки приводят к тому, что даже в используемых на данный момент стандартах широкополосного радиодоступа, до сих пор используется последовательная передача информации (SC-FDMA в восходящем потоке стандарта LTE; 802.11 ad), также, как и в ионосферных каналах связи (стандарт MIL-STD-188-110B, MIL-STD-188-110D, STANAG-4539). Использование технологии MIMO также не лишено недостатков, что не позволяет преодолеть рубеж в 4–4,5 бит/Гц·с даже в условиях достаточно высокого отношения сигнал/шум (С/Ш) (например, 20 дБ) и большом числе элементов в антенной решетке. Это является следствием неидеальности оборудования: взаимного влияния соседних антенн и искажений, вносимых оборудованием базовой станции.

Перспективность развития РСПИ ППИ отмечается в работах ведущих ученых в области теории связи и информации S. Shamai, Д.Д. Кловского, Б.И. Николаева. В частности, в данных работах доказывается их высокая спектральная эффективность по сравнению с РСПИ ПарПИ, в т.ч. с OFDM-системами.

Из вышеизложенного становится ясно, что актуальной научной проблемой является создание новых математических моделей РСПИ ППИ, работающих в ЧСКС

при наличии МСИ, и методов их моделирования, обеспечивающих: а) оценку системных характеристик РСПИ ППИ при наличии неблагоприятных факторов; б) создание новых методов обработки сигналов, позволяющих повысить удельную пропускную способность систем связи. Из-за широкой распространенности РСПИ ППИ с АФМн- N - и ФМн- n -сигналами решение данной проблемы необходимо произвести именно данного класса систем.

Степень научной разработанности темы. При оценке степени разработанности указанной научной проблемы, будем использовать следующую классификацию методов приема сигналов (реализации) в РСПИ ППИ в ЧСКС при наличии МСИ:

1-я форма реализации. Вынесение решения о значении принимаемого символа производится в виде выбора комплексной амплитуды сигнального созвездия (СС), которая в наименьшей степени отличается от измеряемой в момент её оценки на выходе ЧСКС. Достоверность решения достигается за счёт оценки и выбора минимальной длительности символа (ДС) (т.н. «разрешающего времени»), при которой может быть корректно решена задача о различении сигналов в условиях МСИ при наличии неблагоприятных факторов.

Достоинства этой реализации: простота правила оценки символа; малая вычислительная сложность по отношению к оптимальным методам, поскольку приемник является линейным; отсутствие недостатков, присущих каналному выравниванию, обусловленных необходимостью решения некорректной задачи; возможность реализации передачи сигналов через ЧСКС со скоростью близкой к скорости Найквиста и ВСН. Это, в частности, следует из результатов, полученных проф. Г.И. Ильиным и проф. Ю.Е. Польским для оптоэлектронных информационно-измерительных систем (ОИИС) с сигналами с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ-сигналы).

1-я форма реализации ранее не была получена для РСПИ ППИ, что требует проведения *соответствующего исследования.*

2-я форма реализации. Передача информации производится канальными символами с контролируемой МСИ со скоростью близкой к скорости Найквиста. Оценка символов осуществляется двумя классами методов: 1-й класс реализует минимизацию ошибки при приеме сообщения или символа, и включает два подкласса (1-й подкласс – реализует правило максимума апостериорной вероятности (МАНВ)); 2-й подкласс – реализует правило максимального правдоподобия (МП), обеспечивая наименьшую вероятность ошибки при приеме всей информационной последовательности в целом); 2-й класс методов реализует канальное выравнивание (эквализацию).

Впервые алгоритм МАНВ для МСИ был реализован Д.Д. Кловским. Алгоритм учитывает решение по предыдущим символам, а интервал анализа составляет ДС; его недостаток – относительно низкая помехоустойчивость. Обобщение этого алгоритма произведено Д.Д. Кловским и Б.И. Николаевым, он получил название алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения (ПЦППР). ПЦППР для повышения помехоустойчивости использует увеличенный интервал анализа (ИА) до

величины, равной и даже превышающей память канала (ПК). Недостаток – рост вычислительной сложности по показательному закону при увеличении ИА. Дальнейшее его развитие получено В.Г. Карташевским для стохастических пространственно-временных радиоканалов. Попытки снижения вычислительной сложности были предприняты Д.В. Мишиным и Е.О. Хабаровым. Д.В. Мишиным получен оптимизированный алгоритм для бинарного алфавита, а Е.О. Хабаровым предложен гибридный алгоритм с предварительным выравниванием канала и последующим использованием элементов ПЦППР. При детальном изучении результатов, полученных Е.О. Хабаровым, возникают вопросы, связанные с поведением алгоритма в радиоканалах, у которых у амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) имеются спектральные нули или их диапазоны, а вариация АЧХ канала составляет не менее 10–15 дБ (Свойство 1*) относительно её наибольшего уровня.

Методы, отличные от ПЦППР, были предложены и проанализированы R.W. Chang, J.C. Hancock, K. Abend, B.D. Fritchman, G. Ungerboeck. Их недостаток – высокая вычислительная сложность при большом числе символов ПК.

Реализация правила МП при МСИ достигается за счёт алгоритма Витерби (АВ) и его модификаций (алгоритм, реализующий фиксированную задержку по решению (АФЗР) и пороговый алгоритм (ПА), построенный на основе вычисления метрик с последующим отсечением малозначимых гипотез). Впервые применение АВ для приема сигналов с МСИ показано J.K. Omura и H. Kobayashi, а практическая реализация – G.D. Forney. Создание модификации АВ без предварительной процедуры обеления шума для бинарного алфавита получено G. Ungerboeck и L.K. Mackechnie, а обобщение – A.J. Viterbi и J.K. Omura, В.И. Коржиком. Недостаток АВ заключается в росте объема вычисляемых метрик по показательному закону при увеличении канального алфавита (КА) и ПК. Это важно, поскольку для вынесения решения необходимо сохранить конкурирующие информационные последовательности (КИП), чей размер как минимум в 5 раз больше, чем ПК.

Последней работой, в которой проведен всесторонний анализ АВ и его модификаций при приеме сигналов с МСИ, является работа А.Е. Мордвинова (2008 г.). В ней показано, что у АФЗР при значительном уменьшении числа символов в анализируемых КИП, наблюдается значительный проигрыш по помехоустойчивости. Недостаток ПА – значительное увеличение объема требуемой памяти устройства (от 5 до 60 раз при вероятности ошибки на символ 10^{-3} для КА = 2 и 4) по сравнению с АВ. Также А.Е. Мордвинов показал, что у АВ и его модификации имеется высокая зависимость по помехоустойчивости от погрешностей восстановления фазы несущего колебания, ошибок символьной синхронизации, и от линейных искажений в избирательных цепях радиотракта приемника.

В зависимости от алгоритма, используемого для канального выравнивания различают следующие типы эквалайзеров: 1) линейные эквалайзеры (ЛЭ); 2) дробные эквалайзеры (ДЭ) 3) эквалайзеры с обратной связью по решению (ЭОСР); 4) решетчатые эквалайзеры (РЭ).

Исторически первыми были ЛЭ. Алгоритм настройки его коэффициентов по критерию минимизации пикового искажения предложен R.W. Lucky, а по минимуму СКО, вносимой МСИ – В. Widrow. Оценки вероятности ошибки на символ для ЛЭ получены S.U.H. Qureshi, E.E. Newhall, J.G. Proakis, J. Miller, B.R. Saltzberg, R. Lugannani, O. C. Shimbo, M. Celebiler, E.Y. Ho, Y.S. Yeh, F.E. Glave, K. Yao, R.M. Tobin. Впервые алгоритм для настройки коэффициентов ЛЭ по минимуму СКО за счёт тренирующей последовательности (ТП) предложен В. Widrow и М. Hoff в форме метода наименьших квадратов (МНК), для комплексных сигналов он был проанализирован J.G. Proakis и J. Miller. Недостатки ЛЭ: а) в большинстве случаев отсутствие возможности их применения в радиоканалах¹ из-за необходимости обращения матрицы канала, что приводит к необходимости решения некорректной задачи, решение которой широко используемыми методами регуляризации также не обеспечивает необходимого результата; б) высокая чувствительность к шагу дискретизации входного сигнала; в) невозможность адаптации его коэффициентов при быстрых изменениях параметров канала, что свойственно ионосферным КВ-каналам связи.

Преодоление некоторых недостатков ЛЭ реализовано в ДЭ. Анализ его свойств, проведенный G. Ungerboeck, S.U.H. Qureshi, G.D. Forney, R.D. Gitling, S.B. Weinstein, выявил недостатки ДЭ: 1) при скоростях ВСН нарушается единственность решения по оценке коэффициентов эквалайзера; 2) снижение эффективности при выполнении Свойства 1*; 3) большая вычислительная сложность и уровень собственных шумов по сравнению с ЛЭ.

Снижение влияния формы АЧХ канала на помехоустойчивость в ряде случаев обеспечивают ЭОСР, у них отсутствует чувствительность к ошибкам квантования сигнала и параметрам эквалайзера. ЭОСР разработан М.Е. Austin, исследован D.A. George, R.R. Bowen, J.R. Storey, P. Monsen, J. Salz, R. Price, J.G. Proakis. Его основные недостатки: 1) размножение ошибок; 2) возрастание СКО МСИ при увеличении КА; 3) при скоростях модуляции ВСН происходит резкое возрастание СКО МСИ на его выходе, особенно при выполнении Свойства 1*, что существенно снижает помехоустойчивость; 4) невозможность работы с символьной скоростью равной или близкой к пропускной способности канала.

Исследования, направленные на повышение скорости МНК для настройки ЭОСР в быстро изменяемых во времени каналах, произведены D.N. Godard. Его результат – рекуррентный алгоритм МНК (РМНК). Особенности его реализации исследованы В. Picinbono, а детальный анализ РМНК проведен G.J. Bierman, F.M. Hsu, A.A. Giordano, H.E. de Pedro, J.G. Proakis, E.H. Satorius, J.D. Pack. Он показал следующие недостатки РМНК: 1) высокую чувствительность к ошибкам округления, накапливающимся при рекуррентных операциях, результат – нестабильность его работы, 2) число вычислительных операций, необходимых для определения коэффициентов, пропорционально квадрату их числа. Попытки преодоления 2-го

¹Радиоканал, в общем случае, характеризуется: а) большим диапазоном изменения амплитуд (>15 дБ) у АЧХ канал; б) наличием у АЧХ спектральных нулей или их диапазонов.

недостатка осуществлены D.D. Falconer, L. Ljung, T.L. Lim, M.S. Mueller, но они не дали положительных результатов при сильных МСИ (при скоростях близких к скорости Найквиста или ВСН). Исследования, направленные на преодоление 1-го недостатка, осуществлены G.J. Bierman, N.A. Carlson, A. Andrews, W.M. Gentleman, а практическая реализация получена F.M. Hsu.

Дальнейшее развитие адаптивной настройки коэффициентов эквалайзера связано с созданием рекуррентного лестничного МНК (РЛМНК) и РЭ, а также алгоритмов, обеспечивающих слепое выравнивание канала.

Создание основ по РЛМНК осуществлено M. Morf и развито J. Makhoul, E.H. Satorius, S.T. Alexander, E.H. Satorius, J.D. Pack, F. Ling, J.G. Proakis. Основными недостатками РЭ, согласно работам J. Makhoul, E.H. Satorius, J.D. Pack, J. E. Cilliers, L.P. Linde, F. Ling, J.G. Proakis, являются: 1) увеличение вычислительной сложности в 4,5 раза при определении коэффициентов по сравнению с ЭОСР; 2) РЛМНК с прямоугольным окном обладает неустойчивостью.

Алгоритмы слепого выравнивания канала подразделяются на следующие классы: 1) алгоритмы, основанные на стохастическом градиентном методе адаптации коэффициентов эквалайзера; рассмотрены в работах Y. Sato, D.N. Godard, A. Benveniste, M. Goursat, G.J. Foschini, G. Picci, G. Prati, O. Shalvi, E. Weinstein. Основной недостаток – проигрыш по скорости классическим методам, использующих анализ ТП, и требование достоверных начальных условий; 2) алгоритмы, основанные на анализе статистик принимаемого сигнала выше 1-го порядка, рассмотрены в работах Ch.L. Nikias, M.R. Raghuveer, D. Hatzinakos, O.B. Горячина. Недостатки: большой объем требуемых данных для их реализации, высокая вычислительная сложность, проигрыш методам, работающим по ТП; 3) алгоритмы, основанные на правиле МП, рассмотрены N. Seshardi, E. Zervas, J.G. Proakis, R. Raheli. Основной недостаток – высокая вычислительная сложность и/или высокие требования к требуемому объему памяти у вычислителя такие же, как у АВ.

3-я форма реализации. Данная форма основывается на применении корреляционных методов обработки с возможным их совмещением с экваларизацией, что обеспечивает передачу при ВСН. Реализация рассмотрена в работах E.O. Хабарова, A.D. Liveris, F. Rusek, J.B. Anderson, N. Seshadri, C.K. Wang. Но только E.O. Хабаров рассматривает РСПИ ППИ, где используются КАМ и ФМн-*n*-сигналы. Для реализации скоростей ВСН им был представлен гибридный метод приема сигналов, совмещающий идеи ПЦППР и канального выравнивания. Демонстрация его возможностей была проведена для КАМ-64 в стандартном тональном канале связи (СТКС), чьи характеристики не соответствуют Свойству 1*, а передача сигнала осуществлялась на средней частоте СТКС, то есть при отсутствии расстройки по частоте.

Объект исследования – фазовые РСПИ ППИ, функционирующие в ЧСКС, при МСИ.

Предмет исследования – модели реальных составных ЧСКС, в которых функционируют современные фазовые РСПИ ППИ с адаптивным управлением режимами работы при наличии МСИ, их свойства и явления, позволяющие повысить

их удельную пропускную способность при использовании линейного приемника, методы её оценки.

Цель исследования. Повышение удельной пропускной способности радиотехнических систем с последовательной передачей информации АФМн- N - и ФМн- n -сигналами¹ в ЧСКС при наличии МСИ.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие ключевые комплексные **задачи**:

1. Провести ретроспективный анализ по соответствующим областям: теории приема сигналов фазовыми РСПИ ППИ в непрерывных ЧСКС и методов оценки их пропускной способности, по переходным процессам в полосовых фильтрах, описывающих их частотно-селективные свойства в течении периода квазистационарности. Результатом анализа должно стать: а) определение класса методов приема и обработки сигналов ФМн- n - и АФМн- N - сигналов в ЧСКС, позволяющих повысить удельную пропускную способность фазовых РСПИ ППИ; б) формирование требований к новому подходу оценки пропускной способности РСПИ ППИ и к разработке новых адекватных математических моделей ЧСКС, позволяющих осуществлять адаптивное управление режимами её работы; в) определение метода анализа переходного процесса для ЧСКС и формирование критериев его развития для определения новых общих свойств и явлений, позволяющих повысить удельную пропускную способность фазовых РСПИ ППИ.

2. Создание теории разрешающего времени (ТРВ) для фазовых РСПИ ППИ с линейным приемником и адаптивным управлением режимами их работы, путем развития идей ТРВ для информационно измерительных систем, что необходимо для оценки их пропускной способности в ЧСКС и определения возможностей по её повышению по сравнению с существующими подходами.

Для этого требуется:

2.1) Развить метод медленно меняющихся амплитуд (ММА) С.И. Евтянова для анализа переходного процесса, вызванного скачком амплитуды и/или фазы гармонического колебания в узкополосных линейных системах (УЛС), который должен учитывать: а) значения скачка фазы в широком диапазоне значений и изменение мгновенной фазы (МФ) выходного процесса по четвертям комплексной плоскости; б) постоянный фазовый сдвиг от УЛС. С его помощью определить новые физические и системные свойства и явления, учёт которых должен позволить повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ в ЧСКС.

2.2) Развить идеи ТРВ для информационно-измерительных систем применительно к фазовым РСПИ ППИ. Это требует:

а) разработки ***новых адекватных математических моделей*** для каждого из типов сигналов (ФМн- n - и АФМн- N -сигналов) для информационных ЧСКС на основе нового системного параметра «разрешающее время», которые должны

- *учитывать:*

¹Далее РСПИ ППИ с АФМн- N - и ФМн- n -сигналами для краткости назовем фазовыми РСПИ ППИ

- смещение частоты, обусловленное в т.ч. эффектом Доплера из-за движения среды распространения;

- вызванный малым доплеровским расширением спектра набег фазы, чьё значение существенно меньше наименьшего скачка фазы, обусловленного передачей канального символа;

- ошибки измерений, в т.ч. обусловленные аддитивным гауссовским шумом;

- для ФМн- n -сигнала – ограничение по наименьшей амплитуде принимаемого сигнала в момент съема информации о символе;

- *использовать* новый системный параметр - *разрешающее время* (РВ);

- *обеспечивать* оценку пропускной способности при использовании линейного приемника и заданной конфигурации СС при воздействии дестабилизирующих факторов;

б) разработки **новых методов** определения пропускной способности и исследование свойств реализующих их **алгоритмов** на основе оценки РВ для новых моделей ЧСКС, в том числе при больших значениях ПК и объема КА, которые должны обеспечить:

- низкую вычислительную сложность алгоритмов оценки пропускной способности и высокую точность,

- возможность выполнения алгоритмов в реальном масштабе времени для обеспечения адаптивного управления работой фазовой РСПИ ППИ с линейным приемником в информационном канале;

в) *исследование* с помощью разрабатываемых методов возможностей по повышению пропускной способности фазовых РСПИ ППИ с линейным приемником в ЧСКС с сильными МСИ, в том числе при наличии затухающих колебаний в процессе установления информативных параметров, за счёт применения новых системных и физических свойств и явлений. Разработка соответствующего инженерного ПО.

3) Разработка базовой структуры фазовой РСПИ ППИ для ЧСКС с адаптивным управлением режимами её работы за счёт разработанных алгоритмов. Синтез функциональной схемы фазовой РСПИ ППИ с линейным приемником на базе ТРВ для 3 кГц ЧСКС КВ-диапазона, как наиболее типичного ЧСКС с МСИ. Оценка основных технических характеристик такой системы (пропускной способности, помехоустойчивости) и их сравнение с характеристиками существующих стандартов связи для данного частотного диапазона.

Научная новизна:

1. Развита ММА С.И. Евтянова, позволяющий определить новые физические и системные свойства и явления, связанные с поведением информативных параметров переходного процесса на выходе УЛС, вызванных скачком амплитуды и/или фазы гармонического колебания, использование которых позволяет повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ, работающих в ЧСКС при МСИ. Это было показано путем получения новых математических выражений и математических доказательств, описывающих данный тип переходного процесса *отличающихся от существующих* учётом значений скачка фазы в широком диапазоне значений, изменения МФ

переходного процесса по четвертям комплексной плоскости, и постоянного фазового сдвига, вносимого УЛС.

2. Создана ТРВ для фазовых РСПИ ППИ с линейным приемником. Её *отличительными свойствами* от существующих являются: 1) введение нового системного параметра – РВ; 2) создание новых адекватных математических моделей на базе РВ для фазовых РСПИ ППИ с линейным приемником, функционирующих в ЧСКС при наличии МСИ, которые учитывают: а) расстройку по частоте, обусловленную неточностью настройки передатчика и/или доплеровским сдвигом по частоте из-за движения среды распространения; б) набег фазы, обусловленный малыми значениями доплеровского расширения спектра, т.е. набег фазы на один символ существенно меньше наименьшего скачка фазы при передаче канального символа; в) ошибки измерений информативных параметров, вносимых приемником, в том числе аддитивным белым гауссовским шумом; г) ошибки восстановления начальной фазы несущего колебания; д) влияние пороговой подсистемы шумоподавления на работу решающего устройства при использовании ФМн- n -сигнала; 3) доказано правило выбора значения начальной фазы СС, обеспечивающее наибольшую помехоустойчивость и отсутствие постоянной ошибки на символ, вызванной МСИ; 4) разработан новый подход к оценке пропускной способности на базе РВ для фазовых РСПИ ППИ; 5) получение оценки пропускной способности в замкнутой форме для ЧСКС с КЧХ резонансного фильтра (РФ) и ФМн- n -сигнала; 6) создание нестатистического метода оценки эффективной памяти ЧСКС для фазовой РСПИ ППИ; 7) создание для фазовой РСПИ ППИ аналитических методов оценки РВ и пропускной способности ЧСКС с симметричными КЧХ относительно частоты приема с низкой вычислительной сложностью, не зависящих от объема КА, $O(\sim 2^G)$, где G – эффективная память канала, синтез высокоскоростных алгоритмов и их практических реализаций с высокой параллельностью вычислений, исследование их свойств для дополнительного снижения вычислительной сложности; 8) создание высокоскоростного численного метода оценки РВ и пропускной способности при несимметричности КЧХ ЧСКС относительно частоты приема сигнала и алгоритма его реализации с высокой параллельностью вычислений; 9) разработаны методы оценки помехоустойчивости РСПИ ППИ на базе ТРВ, отличающиеся от существующих тем, что используются точные предельные оценки наименьшего уровня сигнала на выходе ЧСКС, при которых возможен приём символов с заданной вероятностью ошибки; 10) выявлен новый режим работы фазовой РСПИ ППИ – режим «**окон прозрачности**» (ОП), возникающих из-за затухающих колебаний в процессе установления значения информативных параметров, обусловленных наличием нескольких собственных частот у ЧСКС.

3. Показано, что среднее время расчёта на ЭВМ (с производительностью FR64 – 212 ГФлопс/с) разрешающего времени и пропускной способности на одно СС с помощью алгоритмов на базе аналитических методов, реализованных в форме ПО в среде Matlab, для ФМн- n -сигнала при $n \in [4; 128]$ – 39,7 мс, а для АФМн- N -сигнала при $\sqrt{N} \in [4; 32]$ – 152,9 мс, а для численного метода – 1,65 с. Показано, что для

численного метода обеспечивается постоянная вычислительная сложность. Показано, что усреднённая относительная погрешность оценки пропускной способности между аналитическим и численным методом для ФМн- n -сигнала не превышает 0,5%. Относительная погрешность уменьшается с увеличением n ; для малых n она не превышает 2,08%, исключение $n = 4$, при котором эта величина, усредненная по различным УЛС – 2,7%, а её наибольшее значение не превышает 5,9%. Данные оценки при использовании АФМн- N -сигнала имеют следующие значения: усреднённая относительная погрешность не превосходит 1,3% при $\sqrt{N} \leq 10$ и уменьшается с увеличением N ; при малых N - не превосходит 5%.

4. На основе применения разработанных методов оценки РВ и пропускной способности для фазовых РСПИ ППИ были исследованы возможности повышения пропускной способности за счёт ОП. Результаты, полученные для ряда сложных ЧСКС, показали возможность повышения пропускной способности за счёт ОП в среднем на 1,2...1,9 раза по отношению к случаю, когда ОП не используются при заданной конфигурации СС. Исследование ОП произведено с помощью созданных инженерных методов анализа эффективности фазовых РСПИ ППИ: 1-й метод реализует построение областей ОП и зависимостей граничного времени, определяющих РВ, на плоскости «длительность символа – расстройка по частоте», при заданной конфигурации СС и изменении уровня ошибок измерений; 2-й метод реализует построение нескольких типов оценок пропускной способности и конфигураций СС, необходимых для их реализации, при изменении КЧХ ЧСКС и варьировании значений расстройки по частоте, уровня ошибок измерений и значения пороговой амплитуды. Благодаря их использованию показана возможность достижения значений потенциальной удельной пропускной способности в 9 бит/ Гц*с при использовании ФМн-4-сигнала в ЧСКС с КЧХ резонансного фильтра. При существенных ограничениях, накладываемых на работу РСПИ ППИ, и передачи информации с помощью ФМн-4-сигнала на центральной частоте ЧСКС показано, что 1) удельная пропускная способность достигает значений от 2,07 до 2,799 бит/Гц*с при изменении формы АЧХ ЧСКС канала, от максимально гладкой в полосе пропускания до значительных неравномерностей в полосе пропускания; 2) для ЧСКС с АЧХ, удовлетворяющей АЧХ СТКС показана возможность достижения 5,72 бит/Гц*с при использовании АФМн-64-сигнала.

5. Разработаны: 1) обобщенная структурная схема фазовой РСПИ ППИ с адаптивным управлением режимами работы, реализующая принципы ТРВ; 2) функциональная схема фазовой РСПИ ППИ, реализующая принципы ТРВ, для парциального 3кГц ЧСКС КВ-диапазона, для которой определено среднее время оценки разрешающего времени и пропускной способности при использовании отечественных вычислительных универсальных платформ на базе Эльбруса, представлены рекомендации по их практическому использованию. Для РСПИ ППИ КВ-диапазона при конкретных условиях показан выигрыш по пропускной способности более чем на 25%, а по помехоустойчивости – не менее чем на 5,93 дБ при $BER = 10^{-3}$ по сравнению с результатами, достигаемыми в стандарте STANAG 4539, при использовании ФМн-4-сигнала для ЧСКС с задержкой в 185 мкс между лучами

одинаковой мощности и доплеровским расширением 0,5 Гц. Получены новые решения по аналогового-цифровой обработке сигналов.

Теоретическая и практическая значимость. *Теоретическая значимость работы* заключается в развитии метода ММА, выявлении с его помощью новых физических и системных свойств и явлений, которые позволяют повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ при МСИ в ЧСКС, разработке для них новых математических моделей, аналитических и численных методов оценки пропускной способности на базе ТРВ, методов оценки их помехоустойчивости, в том числе при наличии малых доплеровских расширений спектра.

Практическая значимость работы заключается в том, что:

1. Разработаны алгоритмы реального масштаба времени, реализующие аналитические и численные методы оценки РВ и пропускной способности для фазовых РСПИ ППИ на базе ТРВ, функционирующих в ЧСКС, в т.ч. и при скоростях передачи информации ВСН.

2. Разработан нестатистический алгоритм оценки эффективной памяти ЧСКС для ФМн- n - и АФМн- N -сигналов.

3. Разработан алгоритм компенсации учёта ошибки определения начальной фазы СС в виде методической составляющей при определении РВ.

4. Создан пакет оригинальных программ и программных комплексов математического моделирования алгоритмов обработки сигналов, при широкой вариации системных параметров, как эффективное инструментальное средство для разработчиков современных РСПИ ППИ, позволяющий существенно уменьшить временные и финансовые издержки при проведении НИР и НИОКР по данной тематике.

5. Создан новый способ и устройство аналого-цифрового преобразования, необходимого для реализации приемника класса фазовой РСПИ ППИ на базе ТРВ, отличающийся от других решений наличием четырех каналов преобразований, переключение между которыми обеспечивается за счёт быстродействующего ключа или наличием двухтактного аналого-цифрового преобразования входного сигнала, что позволяет обеспечить как высокую скорость преобразования, так и широкий динамический диапазон.

6. Получена функциональная схема фазовой РСПИ ППИ с адаптивным управлением режимами работы для 3кГц ЧСКС КВ-диапазона, реализующая разработанные алгоритмы в ТРВ.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные результаты исследований использовались при выполнении гос. задания №8.5635.2017/БЧ, гранта РФФИ 18-37-00440, НИР по договору № 06-114-ц-Г 2018 с Академией наук РТ, при проведении НИР и НИЭР АО «НПО «Радиоэлектроника» им. В.И. Шимко», инициативных работ АО «Казанское приборостроительной конструкторское бюро» и в учебном процессе КНИТУ-КАИ при подготовке студентов по направлению подготовки 25.05.03 «Техническая эксплуатация транспортного радиоэлектронного оборудования», что подтверждено соответствующими актами (приложение б).

Методы исследования: математический аппарат следующих теорий: множеств, математического анализа, функций комплексного переменного, обобщенных функций, оптимизации для функций многих переменных; методы: медленно меняющихся амплитуд и математической статистики; математическое моделирование в среде Matlab; апагогическое косвенное доказательство.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Новые физические и системные свойства и явления, использование которых позволяет повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ, работающих в ЧСКС при МСИ, что достигнуто с помощью развития метода медленно-меняющихся амплитуд для анализа поведения информативных параметров переходного процесса на выходе УЛС, вызванного скачком амплитуды и/или фазы гармонического колебания.

2. ТРВ для фазовых РСПИ ППИ с линейным приемником, работающих в ЧСКС, при наличии МСИ, которая включает: новые адекватные математические модели каналов ЧСКС, построенные на базе нового системного параметра РВ, учитывающие дестабилизирующие параметры; новый подход к оценке пропускной способности на базе РВ для фазовых РСПИ ППИ; правило выбора значения начальной фазы СС, обеспечивающее наибольшую помехоустойчивость и отсутствие постоянной ошибки на символ, вызванной МСИ; учёт влияния малых значений доплеровского расширения спектра; нестатистический метод оценки эффективной памяти ЧСКС для фазовой РСПИ ППИ; новые аналитические и численные методы оценки РВ и пропускной способности для фазовых РСПИ ППИ, алгоритмы их реализации, свойства позволяющие уменьшить их вычислительную сложность; оценку пропускной способности в замкнутой форме для ЧСКС с КЧХ резонансного фильтра. Оценка точности для разработанных методов определения пропускной способности. Методы оценки потенциальной помехоустойчивости, разработанные для РСПИ ППИ на базе ТРВ.

3. Результаты исследования эффективности работы фазовых РСПИ ППИ на базе ТРВ, полученные с помощью новых инженерных методов анализа. Исследование свойств «окон прозрачности», использование которых позволяет повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ на базе ТРВ.

4. Оценка скорости выполнения на одно СС синтезированных алгоритмов оценки разрешающего времени и пропускной способности и рекомендации по их практической реализации на отечественных универсальных вычислительных платформах на базе Эльбрус.

5. Обобщенная структурная схема фазовой РСПИ ППИ с адаптивным выбором режима работы, реализующая ТРВ. Функциональная схема фазовой РСПИ ППИ, реализующая ТРВ, для парциального 3кГц ЧСКС КВ-диапазона, временные диаграммы её работы, оценки, показывающие выигрыш по пропускной способности и помехоустойчивости по сравнению с результатами, достигаемыми в STANAG 4539, при использовании ФМн-4-сигнала и парциального 3 кГц ЧСКС с задержкой между лучами 185 мкс и доплеровским расширением спектра 0,5 Гц.

Достоверность и обоснованность результатов является следствием корректного применения методов ММА и математической статистики, теории множеств, математического анализа, функций комплексного переменного, обобщенных функций, теории функций многих переменных. Это подтверждается вычислительным экспериментом, результаты которого не противоречат выводам отечественных и зарубежных ученых, опубликованных в ведущих научно-технических журналах и монографиях, а также широким обсуждением результатов диссертации на международных и российских конференциях. Учетом особенностей ионосферных каналов связи для построения математических моделей каналов для ГРВ, отраженных в рекомендациях МСЭ и стандартах связи, в научной литературе в виде экспериментальных результатов, полученных ведущими научными школами в области распространения радиоволн.

Апробация работы. Основные результаты были доложены и обсуждены на МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» ПТиТТ – 2008 (Казань, 2008), 6-й ВРНПК «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем» (Ульяновск, 2009), I – III ММНК «Гражданская авиация: XXI век» (Ульяновск, 2009–2011), IX МНТК «Физика и технические приложения волновых процессов» (Челябинск, 2010), XVIII РНК профессорско-преподавательского состава научных сотрудников и аспирантов (Самара, 2011), XIII МНК «Актуальные проблемы электронного приборостроения, АПЭП-2016» (Новосибирск, 2016), 18-я ММНК по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2017) (Эрлагол, 2017), МНК Нигматуллинские чтения – 2018 (Казань, 2018), XXI МНТК Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2019 (Казань, 2019), МНТК «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» – «Синхроинфо 2017 – 2019» (Казань, 2017, Минск, 2018, Ярославль, 2019), МНТК «Системы генерации и обработки сигналов в области бортовых коммуникаций» (Москва, 2020, 2021).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 67 работ: 27 статей в журналах, из перечня ВАК, WOS / SCOPUS, по искомым специальностям 25; 30 докладов на конференциях, из них 12 публикаций, индексируемых в SCOPUS, 8 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ, 2 патента.

Соответствие паспорту специальности. Диссертационная работа соответствует пунктам 1 и 15 паспорта специальности 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения и пунктам 1 и 2 паспорта специальности 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Личное участие соискателя. Все результаты получены соискателем самостоятельно или при его непосредственном преобладающем участии.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация изложена на 665 стр. (основная часть, список сокращений и условных обозначений, 6 приложений) и содержит 24 таблиц, 236 рисунков. Основная часть диссертации изложена на 474 стр. и состоит из: введения, 5 глав, заключения, списка литературы.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность научной проблемы, сформулированы цели и задачи работы, перечислены ее основные результаты и область их применения, отмечена практическая ценность и научная новизна, а также приведены сведения об апробации работы и представлены положения, выносимые на защиту.

В первой главе произведен сравнительный анализ характеристик для двух классов фазовых РСПИ ПарПИ и РСПИ ППИ. Показано, что с точки зрения их применения в ЧСКС при МСИ наилучшими являются РСПИ ППИ. Для указанного класса выполнен ретроспективный анализ методов обработки сигналов, его результат – наибольшие перспективы может обеспечить создание ТРВ для фазовых РСПИ ППИ на базе идей ТРВ для ОИИС. На основании принципов, используемых для обработки сигналов в рамках разрабатываемой ТРВ, определены реальные ЧСКС для её применения: 1) декаметровые каналы с ионосферным отражением; 2) метровые радиоканалы с эхосигналами и ионосферным рассеянием. Для 1-го класса ЧСКС с учётом ITU-R F.1487, свойств ионосферы и возможностей ТРВ, определены предельные характеристики для среднеширотных КВ ЧСКС по доплеровскому расширению спектра и задержкам между лучами, сформулированы критерии, которые должны быть учтены при построении математических моделей. Проанализированы методы оценки пропускной способности альтернативные ТРВ, а также методы анализа переходных процессов, необходимые для построения ТРВ для фазовых РСПИ ППИ. Результатом является – необходимость развития ММА С.И. Евтянова и формирования нового принципа оценки пропускной способности на базе идей ТРВ для ОИИС. В заключении главы сформулированы научная проблема и цель исследования, задачи, которые необходимо решить для их достижения.

Вторая глава посвящена развитию ММА и определению с его помощью новых физических и системных свойств и явлений, позволяющих повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ в ЧСКС, на основании анализа переходного процесса, вызванного скачком амплитуды и/или фазы гармонического колебания УЛС¹.

При скачке фазы постановка задачи: требуется определить огибающую $H(t) = |\dot{H}(t)|$ и МФ $\psi(t) = \arg \dot{H}(t)$ на выходе УЛС у процесса

$$\dot{H}(t) \exp(j(\omega_0 t + \xi_{\text{улс}})) = \dot{k}_y(0) \exp(j\omega_0 t) \left[(1 - \dot{B}_0(t)) \exp(ja) + \dot{B}_0(t) \exp(jb) \right],$$

где $\dot{k}_y(0) = \dot{k}_y(j\Delta\omega) \Big|_{\Delta\omega=0} = k_y(0) \exp(j\xi_{\text{улс}}) = \exp(j\xi_{\text{улс}})$ – укороченный коэффициент передачи настроенной УЛС; $\xi_{\text{улс}}$ – вносимый настроенной УЛС постоянный фазовый сдвиг; $\dot{B}_0(t)$ – функция установления.

¹УЛС, удовлетворяющие критериям: 1) результирующие АЧХ и ФЧХ обладают четной и нечетной симметрией, соответственно, относительно средней (резонансной) частоты УЛС ω_0 ; 2) $\omega_0/2\Delta\Omega_0 \geq 15$, где $2\Delta\Omega_0$ – результирующая полоса пропускания или полоса прозрачности УЛС.

Решение получено для 2-х вариантов: 1) $a=0$ и $b=\varphi$, $\varphi \in [0; 2\pi]$ на примере КЧХ РФ; 2) $a=-\theta$ и $b=\theta$, $-\pi \leq 2\theta \leq \pi$ на примере КЧХ полосового фильтра (ПФ) из r' звеньев k типа, нагруженного на характеристическое сопротивление.

Для КЧХ РФ $H(t)$ и $\psi(t)$ имеют вид (зависимости на рис. 1 и 2):

$$H(t) = \sqrt{(1 - \exp(-\Delta\Omega_0 t))^2 + 2 \cos(\varphi)(\exp(-\Delta\Omega_0 t) - \exp(-2\Delta\Omega_0 t)) + \exp(-2\Delta\Omega_0 t)}; \quad (1)$$

$$\psi(t) = \begin{cases} \arctg(\operatorname{Im} \dot{H}(t) / \operatorname{Re} \dot{H}(t)), & \varphi \in [0; \pi/2] \cup [3\pi/2; 2\pi]; \\ \arctg(\operatorname{Im} \dot{H}(t) / \operatorname{Re} \dot{H}(t)) \text{ при } t \leq t_{\text{пер}}, & \varphi \in (\pi/2; \pi] \cup (\pi; 3\pi/2); \\ \pi - \arctg(\operatorname{Im} \dot{H}(t) / |\operatorname{Re} \dot{H}(t)|) \text{ при } t > t_{\text{пер}}, & \varphi \in (\pi/2; \pi]; \\ -\pi + \arctg(\operatorname{Im} \dot{H}(t) / \operatorname{Re} \dot{H}(t)) \text{ при } t > t_{\text{пер}}, & \varphi \in (\pi; 3\pi/2). \end{cases} \quad (2)$$

где $\operatorname{Im} \dot{H}(t) = (1 - \exp(-\Delta\Omega_0 t)) \sin \varphi$; $\operatorname{Re} \dot{H}(t) = (1 - \exp(-\Delta\Omega_0 t)) \cos \varphi + \exp(-\Delta\Omega_0 t)$; $t_{\text{пер}} = \ln(1 - \sec \varphi) / \Delta\Omega_0$ – время изменения знака $\operatorname{Re} \dot{H}(t)$ при $\varphi \in (\pi; 3\pi/2)$.

При скачке фазы от 360° (0°) к 180° МФ определяется, как $\psi_1(t) = -\psi(t)|_{\varphi=\pi}$, а $H(t)$ также, как и при $\varphi = \pi$.

Для КЧХ ПФ $H(t)$ и $\psi(t)$ имеют вид (рис. 3)

$$H(t) = \sqrt{\cos^2 \theta + \left[1 - 2 \left[1 - \sum_{k=1}^{r'} (J_{2k-2}(\Delta\Omega_0 t) + J_{2k}(\Delta\Omega_0 t)) \right] \right]^2 \sin^2 \theta}, \quad (3)$$

$$\psi(t) = -\arctg \left[\left[1 - 2 \left[1 - \sum_{k=1}^{r'} (J_{2k-2}(\Delta\Omega_0 t) + J_{2k}(\Delta\Omega_0 t)) \right] \right] \operatorname{tg} \theta \right]. \quad (4)$$

где $J_k(\cdot)$ – функция Бесселя 1-го рода k порядка; $\mu = 2\Delta\Omega_0 / \omega_0$ – относительная полоса прозрачности.

Из рис. 1–3 видно: а) при наличии нескольких собственных частот у УЛС переходной процесс по информативным параметрам сигнала сопровождается затухающими колебаниями около устанавливаемого значения, а наибольшие отклонения у них достигаются в одинаковые моменты времени; б) $H(t)$ достигает минимума $H_{\text{мин}}$ при $t_{H_{\text{мин}}}$, чье значение зависит только от характеристик УЛС (полоса пропускания, число звеньев); в) форма кривых $\psi(t)$ изменяется от гиперболического вида к s -образному при переходе от $\varphi \in [100^\circ; 140^\circ]$ к $\varphi \in [150^\circ; 170^\circ]$, аналогично при $2\theta = \varphi$; при $\varphi = \pi$ имеет $\psi(t)$ ступенчатый вид. Это приводит к тому, что наибольшая длительность установления наблюдается при $\varphi \rightarrow \pi/2 | \varphi \neq \pi$ для заданной допустимой ошибке установления $\alpha_{\text{доп}}$, а степень близости $\varphi \rightarrow \pi/2$ определяется значением $\alpha_{\text{доп}}$; при $\varphi = \pi$ наибольшая длительность установления не зависит от $\alpha_{\text{доп}}$ и достигается в момент скачка фазы на выходе УЛС.

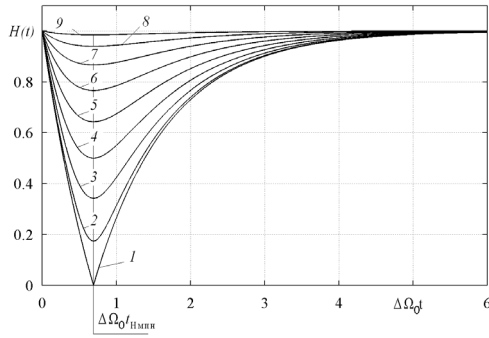


Рис.1. Зависимости огибающей от значения скачка фазы φ для РФ. $\varphi, \circ: 180$ (1), 160 (2), 140 (3), 120 (4), 100 (5), 80 (6), 60 (7), 40 (8), 20 (9).

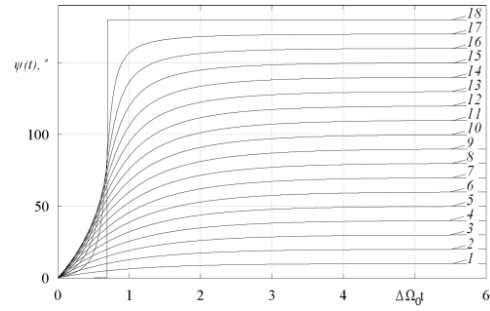
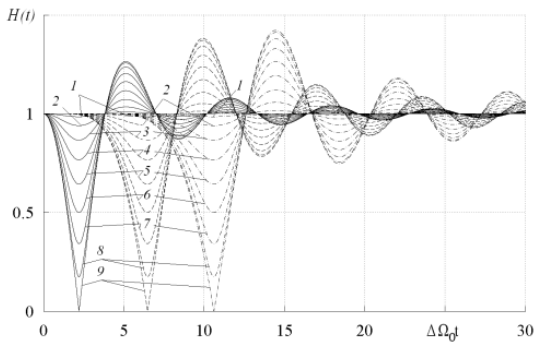
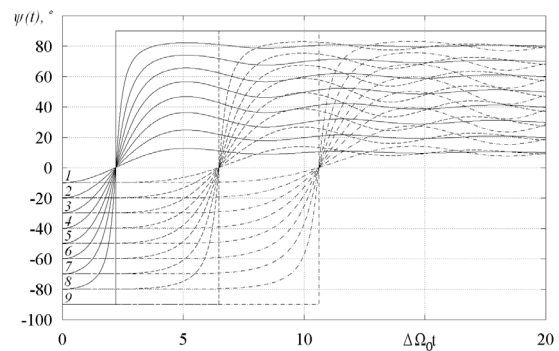


Рис.2. Зависимости МФ от значения скачка фазы φ для РФ. $\varphi, \circ: 10$ (1), 20 (2), 30 (3), 40 (4), 50 (5), 60 (6), 70 (7), 80 (8), 90 (9), 100 (10), 110 (11), 120 (12), 130 (13), 140 (14), 150 (15), 160 (16), 170 (17), 180 (18)



(а)



(б)

Рис. 3. Зависимости огибающей (а) и МФ (б) от значения скачка фазы 2θ для ПФ. $2\theta, \circ: 20$ (1); 40 (2); 60 (3); 80 (4); 100 (5); 120 (6); 140 (7); 160 (8); 180 (9).
Число звеньев r' : 1 (—), 3(---), 5 (-·-·)

Постановка задачи при одновременном скачке фазы ($-\pi \leq 2\theta \leq \pi$) и амплитуды: необходимо определить огибающую $H_{\pm}(t) = |\dot{H}'_{\pm}(t)|$ и МФ $\psi_{\pm}(t) = \arg \dot{H}'_{\pm}(t)$ у процесса¹ на выходе УЛС

$$\dot{H}'_{\pm}(t) \exp(j([\omega_0 \pm \Delta\omega]t \pm \varphi(\Delta\omega) + \xi_{\text{улс}} + \xi_{\text{пост}})) = \exp(j([\omega_0 \pm \Delta\omega]t + \xi_{\text{пост}})) \times \\ \times \left[M_1 (\dot{k}_y(\pm j\Delta\omega) - \dot{B}(\pm j\Delta\omega, t)) \exp(-j\theta) + M_2 \dot{B}(\pm j\Delta\omega, t) \exp(j\theta) \right],$$

где $\xi_{\text{пост}}$ – постоянный фазовый сдвиг (ФС); $\varphi(\Delta\omega)$ – ФС, вносимый УЛС при $\Delta\omega$, относительно $\xi_{\text{улс}}$; $\dot{B}(j\Delta\omega, t) = \dot{k}_y(j\Delta\omega) \dot{B}_0(j\Delta\omega, t)$ – огибающая отклика УЛС на радиоскачок. Для УЛС, рассматриваемых в главе 2, выполняются следующие свойства:

$$\dot{k}_y(\pm j\Delta\omega) = k_y(\Delta\omega) \exp(j(\varphi(\Delta\omega) + \xi_{\text{улс}})), \quad k_y(-\Delta\omega) = k_y(\Delta\omega), \quad \varphi(-\Delta\omega) = -\varphi(\Delta\omega); \\ \text{Re } \dot{B}_0(-j\Delta\omega, t) = \text{Re } \dot{B}_0(j\Delta\omega, t); \quad \text{Im } \dot{B}_0(-j\Delta\omega, t) = -\text{Im } \dot{B}_0(j\Delta\omega, t); \\ \text{Re } \dot{B}_0(j\Delta\omega, 0) = 0, \quad \text{Im } \dot{B}_0(j\Delta\omega, 0) = 0, \quad \text{Re } \dot{B}_0(j\Delta\omega, \infty) = 1, \quad \text{Im } \dot{B}_0(j\Delta\omega, \infty) = 0; \\ \text{Re } \dot{B}_0(0, t) = B_0(t), \quad \text{Im } \dot{B}_0(0, t) = 0, \quad k(0) = 1 \text{ при } \Delta\omega = 0.$$

Выражения для $H_{\pm}(t)$ и $\psi_{\pm}(t)$ имеют вид:

¹ Здесь и далее: верхний знак в индексе и в выражениях соответствует положительной ($+\Delta\omega$), а нижний – отрицательной расстройке по частоте ($-\Delta\omega$)

$$H_{\pm}(t) = k_y(\Delta\omega)M_1 \left[(1 - 2\operatorname{Re}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)) + (1 + z^2 - 2z\cos 2\theta)(B_0(\Delta\omega, t))^2 + 2z(\operatorname{Re}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\cos 2\theta \mp \operatorname{Im}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\sin 2\theta) \right]^{1/2}, \quad (5)$$

$$\psi_{\pm}(t) = \begin{cases} \arctg(\operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t)/\operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t)), & \text{при } \operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t) \geq 0, \operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t) \geq 0, \operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t) < 0; \\ \pi - \arctg(\operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t)/|\operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t)|), & \text{при } \operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t) < 0, \operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t) \geq 0; \\ -\pi + \arctg(\operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t)/\operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t)), & \text{при } \operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t) < 0, \operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t) < 0; \end{cases} \quad (6)$$

где $z = M_2 / M_1$; $B_0(\Delta\omega, t) = \sqrt{(\operatorname{Re}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t))^2 + (\operatorname{Im}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t))^2}$; $\dot{H}'_{\pm}(t) = \dot{k}_y(\pm j\Delta\omega)\dot{H}_{0\pm}(t)$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}\dot{H}_{0\pm}(t) &= -M_1 \sin \theta + (M_2 + M_1)\operatorname{Re}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\sin \theta \pm (M_2 - M_1)\operatorname{Im}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\cos \theta \\ \operatorname{Re}\dot{H}_{0\pm}(t) &= M_1 \cos \theta + (M_2 - M_1)\operatorname{Re}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\cos \theta \mp (M_2 + M_1)\operatorname{Im}\dot{B}_0(j\Delta\omega, t)\sin \theta. \end{aligned} \quad (7)$$

Анализ (5)–(7) выявил новые общие свойства и явления для данного типа переходного процесса, которые можно использовать для повышения пропускной способности фазовых РСПИ ППИ:

1) Значение H_{\min} при различии знаков фазового скачка и расстройки по частоте принимает большие значения, а изменение МФ более плавное по отношению к случаю, когда они совпадают; исключение – случай $2\theta = \pm 180^\circ$, когда огибающие совпадают, а скорость изменения МФ одинакова, но ход кривых противоположен.

2) $t_{H_{\min}}$ при $\Delta\omega = 0$ возрастает с увеличением $|2\theta| \in (0; \pi]$ при $M_2 > M_1$ и уменьшается при $M_1 > M_2$, по сравнению со случаем $M_1 = M_2$, когда $t_{H_{\min}} = \text{const}$. При этом $t_{H_{\min}}$ определяется из решения уравнения $B_0(t_{H_{\min}}) = (1 - z\cos 2\theta)/(1 + z^2 - 2z\cos 2\theta)$,

$$\text{а } H_{\min} = M_1 \sqrt{1 - \frac{(1 - z\cos 2\theta)^2}{1 + z^2 - 2z\cos 2\theta}}.$$

3) При $\Delta\omega = 0$ изменение огибающей носит плавный характер без провала по амплитуде при: 1) $z > 1$ и $|2\theta| \leq \arccos(z^{-1})$; 2) $z < 1$ и $|2\theta| \leq \arccos\left(\frac{B_{\max}(1 + z^2) - 1}{z(2B_{\max} - 1)}\right)$, где

$$B_{\max} = \max|B_0(t)|.$$

3) Длительность переходного процесса сокращается, если $z > 1$ и увеличивается, если $z < 1$ относительно случая $z = 1$.

Из анализа полученных результатов следует, что моменты времени достижения информативными параметрами стационарных значений до окончания процесса установления при наличии затухающих колебаний можно использовать для увеличения скорости передачи, если при передаче каждого канального символа данные момент не будут сильно различаться по времени (см. рис. 5).

Третья глава посвящена созданию новых математических моделей ЧСКС для фазовых РСПИ ППИ на основе нового системного параметра РВ с учётом критериев для моделей из 1-й главы и новому подходу к оценке их пропускной способности на его основе.

Новая модель фазовой РСПИ ППИ для ЧСКС представлена на рис. 4, каждый её блок выполняет только одну функцию реального составного ЧСКС (РСКС). В ней

отсутствуют кодер и декодер, как элементы, не относящиеся к каналу связи, согласно классической теории связи. Кроме того, применение для КВ-каналов кодов, обеспечивающих повышение спектральной эффективности при малых значениях периода квазистационарности канала, (в худшем случае не менее 300 мс) является нецелесообразным. Поэтому полагается, что каждый символ информационной последовательности независимо и равновероятно принимает одно из дискретных состояний СС.

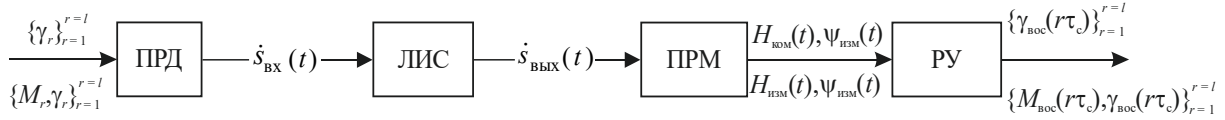


Рис.4 Структурная схема математической модели ЧКС для фазовой РСПИ ППИ на базе ТРВ.

ПРД – передатчик; ЛИС – линейная избирательная система; ПРМ – приемник;

РУ – решающее устройство. Обозначения выше соединительных линий, относятся к ФМн- n -сигналу, ниже – к АФМн- N -сигналу, находящие на линии – общие для обоих типов сигналов.

Формирование ФМн- n - и АФМн- N -сигналов (n и m – число дискретных состояний по фазе и амплитуде в СС, соответственно; $N = mn$), состоящих из $l \in \mathbb{N}^*$ радиоимпульсов осуществляется ПРД на основании первичных сигналов, определяющих значения канальных символов в передаваемой последовательности. Для ФМн- n -сигнала r -ым канальным символом является начальная фаза r -го радиоимпульса $\gamma_r = \sum_{q=1}^r \Theta_q + \varphi_{cc}$, а для АФМн- N -сигнала – его комплексная амплитуда

$M_r \exp(j\gamma_r)$. Здесь Θ_q – скачок фазы, вызванный передачей q -го символа; $\varphi_{cc} = 2\pi\nu_{\text{фс}} / n$ – постоянный ФС СС, где $\nu_{\text{фс}} \in [0; 0,5]$. Канальный символ для ФМн- n -сигнала задается первичным сигналом – $U_{\text{ф}}(t)$, а для АФМн- N -сигнала парой сигналов $U_{\text{ф}}(t)$, $U_{\text{а}}(t)$, где

$$U_{\text{ф}}(t) = \sum_{r=0}^l I'_r(t) \gamma_r; \quad U_{\text{а}}(t) = \sum_{r=0}^l I'_r(t) M_r,$$

$$I'_r(t) = \begin{cases} 1 - 1(t) & \text{при } r = 0; \\ 1(t - (r-1)\tau_c) - 1(t - r\tau_c) & \text{при } r = \overline{1, l-1}; \\ 1(t - (r-1)\tau_c) & \text{при } r = l. \end{cases} \quad (8)$$

где $1(t)$ – функция Хэвисайда. Амплитуды и начальные фазы СС определяются, как $\{M_{cc_p}\}_{p=1}^m = \{M_{cc_p} \mid M_{cc_p} = p\Delta M_{\text{ш}} + M_{cc}, p = \overline{1, m}\}$ и $\{\psi_k\}_{k=1}^n = \{\psi_k, k = \overline{1, n}\}$, соответственно. Здесь $\psi_k = (k + \nu_{\text{фс}} \text{sgn}(\|0,5n\| - 0,5n - 0,25) - \|0,5n\|) \Delta\varphi_{\text{ш}}$; $\|\cdot\|$ – операция округления к ближайшему целому; $\text{sgn}(\cdot)$ – функция знака; $\Delta\varphi_{\text{ш}} = 2\pi/n$ и $\Delta M_{\text{ш}} = (M_{cc_m} - M_{cc})/m$ – шаг между соседними значениями начальных фаз и амплитуд СС, соответственно; M_{cc} – начальный сдвиг по амплитуде у СС.

Формируемый ПРД сигнал имеет вид $\dot{s}_{\text{вх}}(t) = \exp(j(\omega_0 + \Delta\omega)t) \sum_{r=0}^l I'_r(t) M_r \exp(j\gamma_r)$, где ω_0 – средняя частота ЛИС; $\Delta\omega \in \mathbb{R}$ – расстройка относительно ω_0 . Для ФМн- n -сигнала $\forall M_r = 1$.

ЛИС реализует частотно селективные свойства РСКС (выходные цепи передатчика, входные цепи приемника и частотно селективные свойства среды распространения). Её характеристики являются неизменным в течении периода квазистационарности ЧСКС. В результате на выходе ЛИС сигнал в этот период определяется, как

$$\begin{aligned} \dot{s}_{\text{вых}}(t) = \dot{Z}(t) \exp(j[(\omega_0 + \Delta\omega)t]) = \dot{k}_0[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \exp(j[(\omega_0 + \Delta\omega)t]) \times \\ \times (M_0 [1 - \dot{B}_0(t, j\Delta\omega)] \exp(j\varphi_{\text{cc}}) + \sum_{r=1}^{l-1} M_r [\dot{B}_0(t - (r-1)\tau_c, j\Delta\omega) - \dot{B}_0(t - r\tau_c, j\Delta\omega)] \times \\ \times \exp(j\gamma_r) + M_l \dot{B}_0(t - (l-1)\tau_c, j\Delta\omega) \exp(j\gamma_l)), \end{aligned}$$

где $\dot{Z}(t)$ – комплексная огибающая сигнала; $\dot{k}_0[j(\omega_0 + \Delta\omega)] = k_0[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \exp(j\varphi_0)$ – результирующий комплексный коэффициент ЛИС на частоте $\omega_0 + \Delta\omega$.

ПРМ осуществляет компенсацию изменений сигнала, вносимых ЛИС, в соответствии с правилами:

$$\begin{aligned} H_{\text{ком}}(t) = |\dot{Z}_0(t)| = |\dot{Z}(t) / \dot{k}_0(j[\omega_0 + \Delta\omega])|; \\ \Psi_{\text{ком}}(t) = \arg[\dot{Z}(t) / \dot{k}_0(j[\omega_0 + \Delta\omega])], \end{aligned}$$

а измеренный на его выходе сигнал будет определяться следующим образом:

$$H_{\text{изм}}(t) = H_{\text{ком}}(t) + Y(t); \quad \Psi_{\text{изм}}(t) = \Psi_{\text{ком}}(t) + X(t).$$

Здесь $X(t)$ и $Y(t)$ – стационарные случайные процессы, соответствующие ошибкам измерений МФ и огибающей, соответственно. Каждое их сечение – случайные величины, с плотностями распределений:

$$f_Y(y) = \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon_H}, & y \in [-\varepsilon_H; \varepsilon_H]; \\ 0, & y \notin [-\varepsilon_H; \varepsilon_H]; \end{cases} \quad \text{и} \quad f_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon_\Psi}, & x \in [-\varepsilon_\Psi; \varepsilon_\Psi]; \\ 0, & x \notin [-\varepsilon_\Psi; \varepsilon_\Psi]; \end{cases} \quad (9)$$

где ε_H и ε_Ψ – абсолютные значения предельных ошибок измерений огибающей и мгновенной фазы, вносимых приемником, соответственно. Их приведенные значения определяются, как $\mu_H = \varepsilon_H / \Delta M_{\text{ш}}$ и $\mu_\Psi = \varepsilon_\Psi / \Delta \varphi_{\text{ш}}$. Определение воздействия аддитивного белого гауссовского шума по значениям ε_H и ε_Ψ в полосе пропускания приемника на РУ детально изложено в главе 5.

РУ выносит решение о каждом $d = \overline{1, l}$ канальном символе в соответствии с правилами:

- 1) $\Psi_{\text{вос}}(d\tau_c) = \Psi_k|_{k=k'}$, $M_{\text{вос}}(d\tau_c) = M_p|_{p=p'}$, для АФМн- N -сигнала;
 - 2) $\Psi_{\text{вос}}(d\tau_c) = \Psi_k|_{k=k'}$, при выполнении $H_{\text{ком}}(d\tau_c) \geq M_{\text{пор}}$ для ФМн- n -сигнала;
- $$k' \in \overline{1, n}: f(k', d) = \min_{k \in \overline{1, n}} |\Psi_{\text{изм}}(d\tau_c) - \Psi_k|, \quad p' \in \overline{1, m}: f(p', d) = \min_{p \in \overline{1, m}} |H_{\text{изм}}(d\tau_c) - M_p|.$$

Здесь $M_{\text{пор}}$ – пороговое значение амплитуды принимаемого радиосигнала.

Для корректного восстановления $\forall d$ -го символа, в т.ч. $l \rightarrow \infty$ необходимо, чтобы

$$\begin{aligned} \forall \tau_c \in T_M = \bigcup_{k=1}^{S_M} [\tau_{\text{н.ок}_k}; \tau_{\text{к.ок}_k}] \cup [\tau_{\text{гр}}; +\infty) = T_A \cap T_\Phi \neq \emptyset, \\ \text{где } T_\Phi = \bigcup_{i_\Phi=1}^{N_\Phi} [t_{\text{Ф.н.ок}_{i_\Phi}}; t_{\text{Ф.к.ок}_{i_\Phi}}] \cup [t_{\text{Ф.гр}}; +\infty); \quad T_A = \bigcup_{i_{\text{от}}=1}^{S_{\text{от}}} [t_{\text{ог.н.ок}_{i_{\text{от}}}}; t_{\text{ог.к.ок}_{i_{\text{от}}}}] \cup [t_{\text{ог.гр}}; +\infty). \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь $\tau_{н.ок_k}$ и $\tau_{к.ок_k}$, $t_{ф.н.ок_{i_d}}$ и $t_{ф.к.ок_{i_d}}$, $t_{ог.н.ок_{ог}}$ и $t_{ог.к.ок_{ог}}$ – ДС, при которых начинается и заканчивается общее k -е ОП, $i_{ф}$ -е ОП по фазе (см. рис.5), $i_{ог}$ -е ОП по огибающей, соответственно; $\tau_{гр}$, $t_{ф.гр}$, $t_{ог.гр}$ – граничная длительность символа (ГДС), ГДС по фазе, ГДС по амплитуде, соответственно; S_M , N_{ϕ} , $S_{ог}$ – общее число ОП, число ОП по фазе, число ОП по огибающей, соответственно.

При $T_M \neq \emptyset$ должно выполняться условия:

$$\text{для АФМн-}N\text{-сигнала: } \alpha_{\max}(dT_{\phi}) + \varepsilon_{\psi} \leq Q_{огр} < 0,5\Delta\varphi_{ш}, \Delta_{\max}(dT_A) + \varepsilon_H \leq Q_A < 0,5\Delta M_{ш};$$

$$\text{для ФМн-}n\text{-сигнала: } \alpha_{\max}(dT_{\phi}) + \varepsilon_{\psi} \leq Q_{огр} < 0,5\Delta\varphi_{ш}, \min H_{ком}(dT_A) \geq M_{пор}.$$

Здесь $\alpha_{\max}(dT_{\phi}) = \max|\alpha_{уст}(dT_{\phi})|$; $\Delta_{\max}(dT_A) = \max|\Delta_{уст}(dT_A)|$; $\alpha_{уст}(d\tau_c) = \psi_{ком}(d\tau_c) - \gamma_d$; $\Delta_{уст}(d\tau_c) = H_{ком}(d\tau_c) - M_d$ – ошибки установления по фазе и амплитуде для d -го символа, соответственно. $Q_{огр} \rightarrow 0,5\Delta\varphi_{ш}$ и $Q_A \rightarrow 0,5\Delta M_{ш}$ – характеризует степень неидеальности работы АЦП, за счёт $Q_{огр}$ также можно учитывать влияние малых значений доплеровского расширения спектра, когда набег фазы, обусловленный им, за длительность канального символа значительно меньше, чем $\Delta\varphi_{ш}$. Допустимые ошибки установления по фазе $\alpha_{доп}$ и амплитуде $\Delta_{доп}$ определяются в соответствии с

$$\alpha_{доп} = Q_{огр} - \varepsilon_{\psi}; \alpha_{\max}(dT_{\phi}) \leq \alpha_{доп}; \Delta_{доп} = Q_A - \varepsilon_{\psi}; \Delta_{\max}(dT_A) \leq \Delta_{доп}. \quad (11)$$

С учётом (10) и (11) РВ определяется, как $t_{раз} = \{\tau_{н.ок_k}\}_{k=1}^{S_M} \cup \{\tau_{к.ок_k}\}_{k=1}^{S_M} \cup \{\tau_{гр}\}$, а пропускная способность ЧСКС определяется, как

$$C = t_{раз}^{-1} \log_2 n \text{ для ФМн-}n\text{-сигнала;} \\ C = t_{раз}^{-1} \log_2 N \text{ для АФМн-}N\text{-сигнала.} \quad (12)$$

Из анализа модели: 1) установлено, что при $|\psi_{ком}([d-1]\tau_c) - \gamma_d| \in (\pi; 2\pi)$ процесс установления МФ для d -го канального символа на выходе ЧСКС будет сопровождаться скачкообразным изменением от $\pm\pi$ к $\mp\pi$; 2) доказано: $Q_{огр} = f(\varphi_{cc})$ и свойства (табл. 1).

Таблица – 1 Свойства $Q_{огр} = f(\varphi_{cc})$

n	$Q_{огр}$	Значение φ_{cc} , при котором наблюдается несократимая ошибка из-за МСИ	Учёт постоянной ошибки определения начальной фазы $\varphi_{ош} = \max \varphi_{нест} $, где $\varphi_{нест} \in (-\pi/n; \pi/n)$	Наилучшее значение φ_{cc}
$2b$	φ_{cc}	0	$Q_{огр} = \pi/n - \varphi_{ош}$	π/n
$2b+1$	$\pi/n - \varphi_{cc}$	π/n		0
$b \in \mathbb{N}^*$				

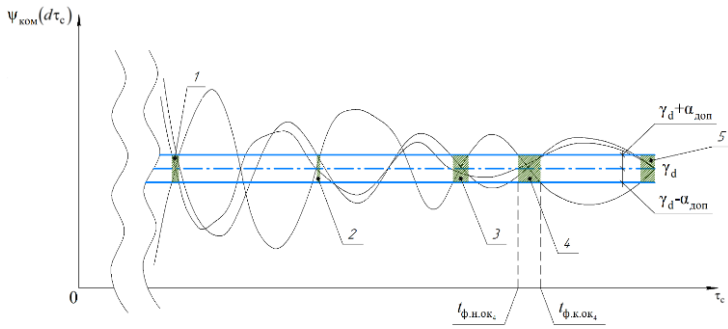


Рис. 5. Демонстрация формирования ОП по фазе. ОП – зеленая штриховка. Номер ОП: 1-е окно (1); 2-е окно (2); 3-е окно (3); 4-е окно (4); 5-ое окно (5).

Четвертая глава посвящена разработке новых высокоскоростных методов оценки пропускной способности ЧСКС, алгоритмов их реализации, исследованию их свойств с точки зрения уменьшения вычислительной сложности.

Для частного случая ($\Delta\omega = 0$, $M_{\text{пор}} = 0$) с помощью апагогического косвенного доказательства получено выражение для оценки пропускной способности в замкнутой форме для ЧСКС с КЧХ РФ и ФМн- n -сигнала:

$$C = -\Delta\Omega_0 \log_2 n / \ln \left(\sin(2\pi\alpha_0/n) / \left[\sin(2\pi\alpha_0/n) + \sin\left(\left(\|n/4 + \alpha_0\| - \alpha_0\right)2\pi/n\right) \right] \right). \quad (13)$$

где $\alpha_0 = \alpha_{\text{дон}} / \Delta\varphi_{\text{ш}}$.

Анализ (13) показал: 1) $(2\Delta F)^{-1} \max_n C = 9,02$ бит/(Гц \times с) достигается при $n = 4$, $\alpha_0 = 0,499$; 2) варьирование α_0 приводит к изменению значения n , при котором достигается максимум удельной пропускной способности $(2\Delta F)^{-1} C$; 3) $(2\Delta F)^{-1} C = \pi / \ln 2$ при $n \rightarrow \infty$

Методы оценки пропускной способности базируются на выполнении принципа транспозиции для ЛИС, благодаря которому будет «истинно» утверждение $|T| \leq \varepsilon_{\text{раз}}$ на основании правила:

$$|T| \leq \varepsilon = \begin{cases} \text{истина, если } (T \neq \emptyset) \wedge (\max |T| \leq \varepsilon); \\ \text{ложь, если } (T = \emptyset) \vee (\max |T| > \varepsilon). \end{cases}$$

Здесь T – множество, определяется на основании:

$$T = t_{\text{раз}} \div t_{\text{ну}_{G+1}} = \begin{cases} \left\{ \Delta\tau_{\text{н.ок}_k} = \tau_{\text{н.ок}_k} - \tau_{\text{н.ок}_{G+1,k}} \mid k = \overline{1, S_M} \right\} \cup \left\{ \Delta\tau_{\text{к.ок}_k} = \tau_{\text{к.ок}_k} - \tau_{\text{к.ок}_{G+1,k}} \mid k = \overline{1, S_M} \right\} \cup \{ \tau_{\text{гр}} - \tau_{\text{гр}_{G+1}} \}, & \text{если } \|t_{\text{раз}}\| = \|t_{\text{ну}_{G+1}}\|; \\ \emptyset, & \text{если } \|t_{\text{раз}}\| \neq \|t_{\text{ну}_{G+1}}\|; \end{cases}$$

где $t_{\text{ну}_{G+1}} = t_{\text{ну}_d} \mid_{d=G+1}$; $t_{\text{ну}_d} = \left\{ \tau_{\text{н.ок}_{d,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau_{\text{к.ок}_{d,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}} \cup \{ \tau_{\text{гр}_d} \}$ – наибольшее время установления для d -го символа; $\tau_{\text{н.ок}_{d,k}}$, $\tau_{\text{к.ок}_{d,k}}$ – ДС, при которых начинается и заканчивается k -ое ОП, соответственно для d -го символа; $\tau_{\text{гр}_d}$ – ГДС для d -го символа; $S_{\text{ок}}$ – число ОП для d -го символа; G – эффективная память ЧСКС; $|T| = \{ |t| \mid t \in T \}$; $\| \cdot \|$ – мощность множества.

Аналитические методы (АМ) оценки пропускной способности применимы при $\dot{B}_0(t) \in \mathbb{R}$, $\Delta\omega = 0$. Степень строгости выполнения этих условий и получаемых результатов при практическом применении можно оценить на основании результатов работ В.М. Богачёва. Алгоритм их использования следующий:

l-й этап. Производится оценка $t_{\text{ны}_3}$ на основании $T_{c_d} = \bigcup_{k=1}^{S_{\text{ок}}} [\tau_{\text{н.ок}_{d,k}}; \tau_{\text{к.ок}_{d,k}}] \cup [\tau_{\text{гр}_d}; +\infty)$,

полагая $d=3$. Для ФМн- n -сигнала $T_{c_d} = \bigcap_{i=1}^V T_{\Phi,d,i}$, $V=2^{d-1}$, а для АФМн- N -сигнала

$T_{c_d} = \left[\bigcap_{i=1}^V T_{\Phi,d,i} \right] \cup \left[\bigcap_{i=1}^V T_{\Lambda,d,i} \right]$, $V=2^{d-1}(2^{d+1}-1)$, где $T_{\cdot,d,i} = \bigcup_{w_{\cdot,d,i}=1}^{W_{\cdot,d,i}} [\tau_{\cdot,\text{но}_{d,i}}^{(w_{\cdot,d,i})}; \tau_{\cdot,\text{ко}_{d,i}}^{(w_{\cdot,d,i})}] \cup [\tau_{\cdot,\text{гр},d,i}; +\infty)$, под " \cdot "

здесь и далее понимается «Ф» или «А». Определение $T_{\Phi,d,i}$ и $T_{\Lambda,d,i}$ производится на основании решения набора уравнений:

$$\begin{aligned} |\alpha_{\text{уст}}(dt_{\Phi,d,i})| &= \alpha_{\text{доп}} \text{ и } |\Delta_{\text{уст}}(dt_{\Lambda,d,i})| = \Delta_{\text{доп}} \text{ для АФМн-}N\text{-сигнала;} \\ |\alpha_{\text{уст}}(dt_{\Phi,d,i})| &= \alpha_{\text{доп}} \text{ для ФМн-}n\text{-сигнала,} \end{aligned} \quad (14)$$

где $t_{\cdot,d,i} = \left\{ \tau_{\cdot,\text{но}_{d,i}}^{(w_{\cdot,d,i})} \right\}_{w_{\cdot,d,i}=1}^{W_{\cdot,d,i}} \cup \left\{ \tau_{\cdot,\text{ко}_{d,i}}^{(w_{\cdot,d,i})} \right\}_{w_{\cdot,d,i}=1}^{W_{\cdot,d,i}} \cup \left\{ \tau_{\cdot,\text{гр},d,i} \right\}$;

$$\text{tg } \alpha_{\text{уст}}(dt_{\cdot,d,i}) = -P_{d,i}(t_{\cdot,d,i}) / \left[\left(B'_d(t_{\cdot,d,i}) k'_{d,i} \right)^2 - \left(P_{d,i}(t_{\cdot,d,i}) \right)^2 \right]^{1/2}; \quad (15)$$

$$|\Delta_{\text{уст}}(dt_{\cdot,d,i})| = \Delta M_{\text{ш}} \left[\left(B'_d(t_{\cdot,d,i}) k'_{d,i} - (P_{d,i}(t_{\cdot,d,i}) + k'_{d,i}) \cos \alpha_{\text{уст}}(dt_{\cdot,d,i}) \right)^2 + \sin^2 \alpha_{\text{уст}}(dt_{\cdot,d,i}) \left(P_{d,i}(t_{\cdot,d,i}) + k'_{d,i} \right)^2 \right]^{1/2};$$

$$P_{d,i}(t_{\cdot,d,i}) = \sum_{r=0}^{d-2} k'_{r,i} B'_r(t_{\cdot,d,i}) \prod_{q=r+1}^{d-1} \cos \pi s_{q,i} + k'_{d-1,i} B'_r(t_{\cdot,d,i});$$

$$B'_r(t_{\cdot,d,i}) = \begin{cases} 1 - \dot{B}_0(dt_{\cdot,d,i}) & \text{при } r=0; \\ \dot{B}_0((d-r+1)t_{\cdot,d,i}) - \dot{B}_0((d-r)t_{\cdot,d,i}) & \text{при } r=1, \overline{d-1}; \\ \dot{B}_0(t_{\cdot,d,i}) & \text{при } r=d. \end{cases}$$

Определение коэффициентов $k'_{r,i}$, $s_{q,i}$ производится на основании следующих множеств:

$$S_i^{(d)} = \left\{ s_{v,i} \mid (s_{d-1,i} s_{d-2,i} \dots s_{2,i} s_{1,i})_2 = i-1; v = \overline{1, d-1} \right\} \text{ и } \forall k'_{r,i} = 1, k'_{d,i} = 1 \text{ для ФМн-}n\text{-сигнала,} \quad (16)$$

$$S_i^{(d)} = \left\{ s_{v,i} \mid (s_{d-1,i} s_{d-2,i} \dots s_{2,i} s_{1,i})_2 = i-1 - \left\lfloor \frac{i-1}{2^{d-1}} \right\rfloor; v = \overline{1, d-1} \right\} \text{ для АФМн-}N\text{-сигнала,} \quad (17)$$

$$K_{d,i} = \left\{ k'_{\mu,i} = 1 + \text{sgn}(a_{\mu,i})(m-1) + M_{\text{св}} / \Delta M_{\text{ш}} \mid (a_{d,i} \dots a_{1,i} a_{0,i})_2 = \left\lfloor \frac{i-1}{2^{d-1}} \right\rfloor; \mu = \overline{0, d} \right\} \text{ для АФМн-}N\text{-сигнала,} \quad (18)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – взятие целой части числа.

На основании $\varepsilon_{\text{раз}}$ определяется ε в соответствии с

$$\varepsilon = \min \{ \varepsilon'_+; \varepsilon'_- \} \quad (19)$$

где $\varepsilon'_+ = \min_{T'_+} |H_{\text{АФ}}(T'_+) - H_{\text{АФ}}(T'_+ + \varepsilon_{\text{раз}})|$; $\varepsilon'_- = \min_{T'_-} |H_{\text{АФ}}(T'_-) - H_{\text{АФ}}(T'_- - \varepsilon_{\text{раз}})|$; $T'_+ = \left\{ \tau_{\text{к.ок}_{3,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}}$;

$T'_+ = \left\{ \tau_{\text{н.ок}_{3,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau_{\text{гр}_3} \right\}$. Здесь $H_{\text{АФ}}(\cdot) = |\dot{H}_{\text{АФ}}(\cdot)|$ и $\Delta M'_{\text{ш}} = \Delta M_{\text{ш}} / M_{\text{св}}$,

$$\dot{H}_{\text{АФ}}(\cdot) = B'_3(\cdot) - (P_{3,s}(\cdot))^2 / B'_3(\cdot) - j P_{3,s}(\cdot) \left(1 - (P_{3,s}(\cdot) / B'_3(\cdot))^2 \right)^{0.5} \text{ для ФМн-}n\text{-сигнала;} \quad (20)$$

$$\dot{H}_{\text{АФ}}(\cdot) = \Delta M'_{\text{ш}} \left[k'_{3,s} B'_3(\cdot) - \frac{[P_{3,s}(\cdot)]^2}{k'_{3,s} B'_3(\cdot)} - j P_{3,s}(\cdot) \left(1 - \left(\frac{P_{3,s}(\cdot)}{k'_{3,s} B'_3(\cdot)} \right)^2 \right)^{0.5} \right] \text{ для АФМн-}N\text{-сигнала}$$

s – номера уравнений, которые определяют элементы множества $t_{\text{нуз}}$.

2-й этап. Производится оценка параметров $k_c = \frac{\hat{\sigma}_{cC} - \hat{\sigma}_{cD}}{C - D}$, $b_c = \frac{C\hat{\sigma}_{cD} - D\hat{\sigma}_{cC}}{C - D}$

$C, D \in H = \{h | h \in \mathbb{N}^*\}$, $C > D$, для трёх типов ($c = \overline{1;3}$) мажорирующих рядов (таблица 2) с учётом правил, представленных в табл. 3. Анализ широко распространенных КЧХ ЛИС показывают, что $C = 10$ и $D = 3$.

На основании полученных результатов происходит определение зависимости $\sigma_{ch} = k_c h_c + b_c$ для каждого из типов мажорирующих рядов ($c = \overline{1;3}$).

Таблица – 2. Мажорирующие ряды и некоторые их свойства

Наименование параметра	Ряд 1-го типа ($c=1$)	Ряд 2-го типа ($c=2$)	Ряд 3-го типа ($c=3$)
Ряд	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{1h}(\tau_c) = \sum_{h=1}^{\infty} \exp(-\sigma_{1h}\tau_c)$	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{2h}(\tau_c) = \sum_{h=1}^{\infty} \sigma_{2h}\tau_c \exp(-\sigma_{2h}\tau_c)$	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{3h}(\tau_c) = \sum_{h=1}^{\infty} (1 + \sigma_{3h}\tau_c) \exp(-\sigma_{3h}\tau_c)$
\hat{h}_c	$\hat{h}_1 = \left\lceil - \left[\frac{\ln(R_h^1 k_1 \tau_c)}{\tau_c k_1} + \frac{b_1}{k_1} + 1 \right] \right\rceil$	$\hat{h}_2 = \left\lceil - \left[\frac{1 + W_{-1}(R_h^2 k_2 \tau_c \exp(-2))}{k_2 \tau_c} + \frac{b_2}{k_2} + 1 \right] \right\rceil$	$\hat{h}_3 = \left\lceil - \left[\frac{2 + W_{-1}(R_h^3 k_3 \tau_c \exp(-2))}{k_3 \tau_c} + \frac{b_3}{k_3} + 1 \right] \right\rceil$
$\hat{\sigma}_{cH}$	$\hat{\sigma}_{1H} = -\frac{\ln E_H}{\tilde{\tau}_c^{(H)}}$	$\hat{\sigma}_{2H} = -\frac{W_{-1}(-E_H)}{\tilde{\tau}_c^{(H)}}$	$\hat{\sigma}_{3H} = -\frac{1 + W_{-1}[-E_H \exp(-1)]}{\tilde{\tau}_c^{(H)}}$

$W_{-1}(\cdot)$ – W-функция Ламберта с выбором ветви -1; $\lceil \cdot \rceil$ – операция взятия ближайшего большего целого числа

3-й этап. Формируется множество из номера членов, использующихся для первичной оценки остатков рядов при $l \geq l' > H$

$$L_{\text{ост}} = \left\{ h'_c | \forall q \in [h'_c; l'] \left(u_{cq}(T_{\text{срав}}) - |B_{q,l}''(T_{\text{срав}})| \geq 0 \right), c = \overline{1,3} \right\}.$$

В силу быстрого уменьшения $|B_{H,l}''(t)|$ при увеличении H целесообразно $l' \leq 20$.

Таблица – 3. Правила вычисления параметров k_c, b_c

Наблюдаются ли затухающие колебания у модуля функции установления ЧСКС?
Нет
$E_H = B_{H,l}''(\tilde{\tau}_c^{(H)}) = \min_{\tau'_c \rightarrow \max, \tau'_c \in L_1} \{ B_{H,l}''(\tau'_c) : B_{H,l}''(\tau'_c) > 0 \}; T_{\text{срав}} \in [\tau_{\text{гр3}}; \tilde{\tau}_c^{(3)}]$
Да
$E_H = B_{H,l'}''(\tilde{\tau}_c^{(H)}) , \tilde{\tau}_c^{(H)} = \max T'_H; T_{\text{срав}} \in [\tau_{\text{н.ок3,1}}; \tilde{\tau}_c^{(3)}];$ $T'_H = \left\{ \tau_{m_{k_i}} \in \tau'_c \mid \forall \tau'_c \in \dot{U}(\tau_{m_{k_i}}) \left(B_{H,l}''(\tau'_c) \leq B_{H,l}''(\tau_{m_{k_i}}) \right); K_i = \overline{1, S_H} \right\}$, где $\tau'_c = L_2$
Здесь $L_1 = [\tau_{\text{гр3}}; 2\tau_{\text{гр3}}]; L_2 = [\tau_{\text{н.ок3,1}}; 2\tau_{\text{гр3}}]; S_H$ – число максимумов $ B_{H,l}''(\cdot) $ для заданного значения H ; целесообразно полагать $l > H$; $\dot{U}(\cdot)$ – проколотая окрестность;
$B_{H,l'}''(t) = \begin{cases} \dot{B}_0(t) & \text{при } H = 0; \\ \dot{B}_0((H+1)t) - \dot{B}_0(Ht) & \text{при } H = \overline{1, l'-1}; \\ 1 - \dot{B}_0(l't) & \text{при } H = l'. \end{cases}$

Далее определяется наилучший тип ряда, в соответствии с

$$c_M = \begin{cases} \arg \min_{c=1;3} \sum_{q=1}^3 \delta_{qc} h'_q, \text{ если } h'_c = h'_{c_1} \text{ при } c = c_1; \\ \arg \min_{c=I'} \left(\max_{T_{срав}} \left\{ u_{ch'_c}(T_{срав}) - B''_{h'_c,l}(T_{срав}) \mid u_{ch'_c}(T_{срав}) - B''_{h'_c,l}(T_{срав}) > 0 \right\} \right), \text{ если } h'_c = h'_{c_1} \text{ при } c \neq c_1, \end{cases} \quad (21)$$

где $I' = \arg \min_{c=1;3} \sum_{q=1}^3 \delta_{qc} h'_q$; δ_{qc} – дельта Кронекера. После этого производится определение зависимости эффективной памяти ЧСКС от длительности символа (нестатистический метод оценки):

$$\hat{G}(\tau_c) = \min \left\{ G'(\tau_c) : 0 < R_{\hat{h}_{c_M}}^{c_M} + \sum_{r=1}^{\hat{h}_{c_M}} \left| B''_{(r-1),(l+1)}(\tau_c) \right| - \sum_{r=1}^{G'(\tau_c)+1} \left| B''_{(r-1),(G'(\tau_c)+2)}(\tau_c) \right| \leq \varepsilon \right\}. \quad (22)$$

где $R_{\hat{h}_{c_M}}^{c_M} = Q_\varepsilon \varepsilon$, где $Q_\varepsilon \in [0,1;0,01]$ – коэффициент, влияющий на точность определения $\hat{G}(\tau_c)$, на основании задаваемого остатка ряда $R_{\hat{h}_{c_M}}^{c_M}$. Определение \hat{h}_{c_M} происходит согласно выражениям, представленным в табл. 2

4-й этап. Производится первоначальная оценка эффективной памяти в соответствии:

$$G_1 = \begin{cases} \hat{G}(\min(t_{ny_3})) - 1, \text{ если } \hat{G}(\min(t_{ny_3})) - 1 \geq 3; \\ 2, \text{ если } \hat{G}(\min(t_{ny_3})) - 1 < 3. \end{cases}$$

5-й этап. Производится оценка $t_{ny_{d_p}}$ с помощью решения набора уравнений (14) с учётом (16) – (18), где

$$d'_p = \min_{d_p=1, G_1+1} \left\{ d_p \left((d_p = \overline{1, G_1}) \wedge \left(\forall a = \overline{d_p + 1, G_1 + 1} \left\| t_{ny_a} \div t_{ny_{d_p}} \right\| \leq \varepsilon_{раз} \right) \vee (d_p = G_1 + 1) \wedge \left\| t_{ny_{G_1+2}} \div t_{ny_{G_1+1}} \right\| \leq \varepsilon_{раз} \right) \right\}.$$

Здесь

$$t_{ny_a} \div t_{ny_b} = \begin{cases} \left\{ \Delta \tau_{н.ок_k} = \tau_{н.ок_{a,k}} - \tau_{н.ок_{b,k}} \mid k = \overline{1, S_{ок}} \right\} \cup \left\{ \Delta \tau_{к.ок_k} = \tau_{к.ок_{a,k}} - \tau_{к.ок_{b,k}} \mid k = \overline{1, S_{ок}} \right\} \cup \left\{ \tau_{гpa} - \tau_{гpb} \right\}, \text{ если } \|t_{ny_a}\| = \|t_{ny_b}\|; \\ \emptyset, \text{ если } \|t_{ny_a}\| \neq \|t_{ny_b}\|. \end{cases}$$

После чего определяется эффективная память ЧСКС $G = d'_p - 1$. В случае, если $M_{пор} > 0$, дополнительно производится оценка $T_{A,G+1,i}$ и соответственно $t_{ny_{G+1}}$ с учётом решения следующего набора, получаемого с помощью (23) и (16):

$$M_{пор} = \left[\left(B'_0(t_{a,G+1,i}) \cos \varphi_{cc} + \sum_{r=1}^G B'_r(t_{a,G+1,i}) \cos \varphi_{cc} \prod_{q=1}^r \cos \pi s_{q,i} - \right. \right. \\ \left. \left. - B'_{G+1}(t_{a,G+1,i}) \prod_{q=1}^G \cos \pi s_{q,i} \cos(\varphi_{cc} - \alpha_{уст}((G+1)t_{a,G+1,i})) \right)^2 + \left(B'_0(t_{a,G+1,i}) \sin \varphi_{cc} + \right. \\ \left. + \sum_{r=1}^G B'_r(t_{a,G+1,i}) \sin \varphi_{cc} \prod_{q=1}^r \cos \pi s_{q,i} - B'_{G+1}(t_{a,G+1,i}) \prod_{q=1}^G \cos \pi s_{q,i} \sin(\varphi_{cc} - \alpha_{уст}((G+1)t_{a,G+1,i})) \right)^2 \right]^{1/2}, \quad i = \overline{1, 2^{d'-1}} \quad (23)$$

где $\alpha_{уст}(\cdot)$ определяется с помощью (15).

Далее оценивается пропускная способность с помощью (12), полагая $t_{раз} = t_{ny_{d_p}}$ для АФМН- N - и ФМН- n -сигнала при $M_{пор} = 0$, и $t_{раз} = t_{ny_{G+1}}$ при $M_{пор} > 0$.

Для уменьшения вычислительной сложности алгоритмов, реализующих АМ:

1) доказано свойство о «комбинациях символов», благодаря которому показано, что

число новых уравнений для $t_{\text{нуд}}$ относительно $t_{\text{нуд-1}}$ для ФМн- n -сигнала составляет 2^{d-2} при $M_{\text{пор}} = 0$, а для АФМн- N -сигнала – $2^{d-2}(3 \cdot 2^d - 1)$; 2) для АФМн- N -сигнала – уменьшение числа полиномов, подлежащих расчету до $2^{d-1}(2^d - 1)$, которые определяют уравнения для d -го символа. 2) разработан подход аналитической кластеризации (приложение 1), позволяющий определить одинаковые слагаемые в полиномах, подлежащих расчёту при решении уравнений, что снижает число одинаковых расчётов (рис. 6).

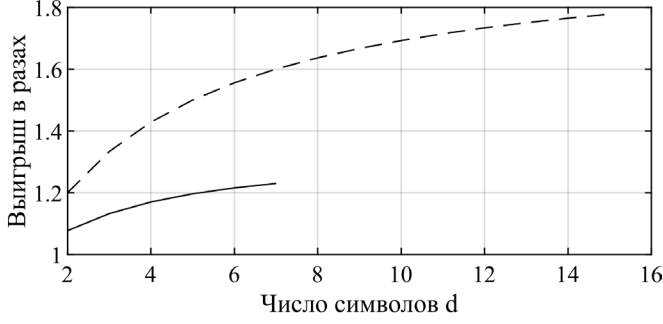


Рис. 6. Зависимости сокращения числа одинаковых слагаемых в полиномах от номера символа d . Тип сигнала: ФМн- n -сигнал (---) и АФМн- N -сигнал (—)

Численный метод (ЧМ) оценки пропускной способности применим при $\dot{B}_0(t) \in \mathbb{C}$, $\Delta\omega \in \mathbb{R}$. Его можно представить в виде алгоритма в форме выполнения следующих этапов.

1-й этап. Первоначальная оценка РВ производится в соответствии с

$$t_{\text{раз}} = f(r_{\text{раз}}) = \max_r \{\hat{\tau}_r\}, \quad (24)$$

где $r = \overline{1, 2N_y}$ для АФМн- N -сигнала; $r = \overline{1, N_y}$ для ФМн- n -сигнала, где $N_y = n - n \bmod 2 + 1$, где \bmod – операция взятия остатка от деления. Для АФМн- N -сигнала – $\hat{\tau}_r = \{\tau_{\text{А.но}_{1,r}}^{(1)}; \tau_{\text{Ф.но}_{1,r}}^{(1)}\}$, если $(W_{\text{А.1,r}} > 0) \wedge (W_{\text{Ф.1,r}} > 0)$; $\hat{\tau}_r = \{\tau_{\text{А.но}_{1,r}}^{(1)}; \tau_{\text{Ф.гр,1,r}}\}$, если $(W_{\text{А.1,r}} > 0) \wedge (W_{\text{Ф.1,r}} = 0)$; $\hat{\tau}_r = \{\tau_{\text{А.гр,1,r}}; \tau_{\text{Ф.но}_{1,r}}^{(1)}\}$, если $(W_{\text{А.1,r}} = 0) \wedge (W_{\text{Ф.1,r}} > 0)$; $\hat{\tau}_r = \{\tau_{\text{А.гр,1,r}}; \tau_{\text{Ф.гр,1,r}}\}$, если $(W_{\text{А.1,r}} = 0) \wedge (W_{\text{Ф.1,r}} = 0)$; для ФМн- n -сигнала $\hat{\tau}_r = \min\{t_{\text{Ф,1,r}}\}$.

Уравнение для определения $t_{\text{Ф,1,r}}$ имеет вид:

$$\text{tg } \alpha_{\text{доп}} = \left| \frac{(M_{1,r} - M_{0,r} \cos \Theta_r) \text{Im } \dot{B}_0(t_{\text{Ф,1,r}}, j\Delta\omega) - M_{0,r} (1 - \text{Re } \dot{B}_0(t_{\text{Ф,1,r}}, j\Delta\omega)) \sin \Theta_r}{M_{0,r} \cos \Theta_r + (M_{1,r} - M_{0,r} \cos \Theta_r) \text{Re } \dot{B}_0(t_{\text{Ф,1,r}}, j\Delta\omega) - M_{0,r} \text{Im } \dot{B}_0(t_{\text{Ф,1,r}}, j\Delta\omega) \sin \Theta_r} \right|, \quad (25)$$

а уравнение для определения $t_{\text{а,1,r}}$ имеет вид:

$$\Delta_{\text{доп}} = |H_{\text{ч}}(t_{\text{а,1,r}}, r) - M_{1,r}|, \quad (26)$$

где $H_{\text{ч}}(t_{\text{а,1,r}}, r) = \left[M_{0,r}^2 \left(|\hat{B}_{01}(t_{\text{а,1,r}})| \right)^2 + M_{1,r}^2 \left(|\hat{B}_{11}(t_{\text{а,1,r}})| \right)^2 + 2M_{0,r}M_{1,r} \left[\cos \Theta_r \left(\text{Re } \hat{B}_{01}(t_{\text{а,1,r}}) \text{Re } \hat{B}_{11}(t_{\text{а,1,r}}) + \text{Im } \hat{B}_{01}(t_{\text{а,1,r}}) \text{Im } \hat{B}_{11}(t_{\text{а,1,r}}) \right) + \sin \Theta_r \left(\text{Im } \hat{B}_{01}(t_{\text{а,1,r}}) \text{Re } \hat{B}_{11}(t_{\text{а,1,r}}) - \text{Re } \hat{B}_{01}(t_{\text{а,1,r}}) \text{Im } \hat{B}_{11}(t_{\text{а,1,r}}) \right) \right] \right]^{1/2}$

Здесь $\hat{B}_{01}(t) = 1 - \dot{B}_0(t, j\Delta\omega)$, $\hat{B}_{11}(t) = \dot{B}_0(t, j\Delta\omega)$; для ФМн- n -сигнала $\forall M_{0,r} = \forall M_{1,r} = 1$; $\Theta_r = \frac{2\pi}{n}(r - \|0, 5n\| - (1 - n \bmod 2))$; для АФМн- N -сигнала:

$$\begin{aligned}
M_{0,r} &= 1 + M_{cc}/\Delta M_{ш} + \operatorname{sgn}(F(r,n))(m-1); \\
M_{1,r} &= 1 + M_{cc}/\Delta M_{ш} + \operatorname{sgn}(1-F(r,n))(m-1); \\
\Theta_r &= \left[r - \left\| 0,5n \right\| - (1-n \bmod 2) - F(r,n)(n-n \bmod 2 + 1) \right] \frac{2\pi}{n}; \\
F(r,n) &= \left\lfloor \frac{r-1}{n-n \bmod 2 + 1} \right\rfloor
\end{aligned}$$

Оценивается ε с помощью (19), с заменой $H_{\Delta\Phi}(\cdot)$ на $H_q(\cdot, r_{\text{реш}})/M_{cc_m}$ и $T_- = \left\{ \tau_{\kappa, \text{ок}_{1,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}}$ и $T_+ = \left\{ \tau_{\text{н.ок}_{1,k}} \right\}_{k=1}^{S_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau_{\text{гр}_1} \right\}$; $M_{cc_m} = 1$ для ФМН- n -сигнала. Здесь $r_{\text{реш}}$ – номера уравнений из набора, определяющие $t_{\text{вы}_1}$, используя множество T_{c_1} , где $V = N_y$ для ФМН- n -сигнала; $V = 2N_y$ для АФМН- n -сигнала.

Производится оценка $\hat{G}(\tau_c)$ с помощью (21) – (22), табл. 2 и 3, где $L_1 = \left[\tau_{\text{гр}_1}; 10\tau_{\text{гр}_1} \right]$; $L_2 = \left[\tau_{\text{н.ок}_{1,1}}; 10\tau_{\text{гр}_1} \right]$. В том случае, если $|\dot{B}_0(t)|$ – монотонная функция $T_{\text{срав}} \in \left[\tau_{\text{гр}_1}; \tilde{\tau}_c^{(3)} \right)$, в противном случае $T_{\text{срав}} \in \left[\tau_{\text{н.ок}_{1,1}}; \tilde{\tau}_c^{(3)} \right)$. На основании полученного результата определяется $G_1 = \hat{G}(t_{\text{раз}_1}) - 1$.

2-й этап. Оценивается $N_{\text{мин}}$ минимальное число реализаций псевдослучайной информационной последовательности (ПСИП) для заданной допустимой погрешности оценки $\lambda_{\text{ош}}$ функции распределения ошибки установления по выбранному информационному параметру, согласно

$$N_{\text{мин}} = \begin{cases} N'_{v_T}, & \text{если ФМН-}n\text{-сигнал;} \\ \max\{N'_{v_T}, N''_{v_T}\}, & \text{если АФМН-}N\text{-сигнал;} \end{cases} \quad (27)$$

где

$$\begin{aligned}
N'_{v_T} &= \min \left\{ N_{v_T} \in \mathbb{N}^* \mid V_{\Phi}(N_{v_T}) \leq \lambda_{\text{ош}}, D_{\Phi}(N_{v_T}) \leq \lambda_{\text{ош}} \right\}; \\
N''_{v_T} &= \min \left\{ N_{v_T} \in \mathbb{N}^* \mid V_{\Delta}(N_{v_T}) \leq \lambda_{\text{ош}}, D_{\Delta}(N_{v_T}) \leq \lambda_{\text{ош}} \right\}; \\
V_{\Phi} &= \max_{\varphi} \left| F_{\alpha}(\varphi, N_{v_T}, G_1) - F_{\alpha}(\varphi, N_{v_T+1}, G_1) \right|; D_{\Phi} = \max_{\varphi} \left| F_{\alpha}(\varphi, N_{v_T}, G_1) - F_{\alpha}(\varphi, N_{v_c}, G_1) \right|; \\
V_{\Delta} &= \max_H \left| F_{\Delta}(H, N_{v_T}, G_1) - F_{\Delta}(H, N_{v_T+1}, G_1) \right|; D_{\Delta} = \max_H \left| F_{\Delta}(H, N_{v_T}, G_1) - F_{\Delta}(H, N_{v_c}, G_1) \right|. \end{aligned} \quad (28)$$

Здесь $F_{\alpha}(\varphi, N_{v_T}, G_1)$, $F_{\alpha}(\varphi, N_{v_c}, G_1)$, $F_{\Delta}(H, N_{v_T}, G_1)$, $F_{\Delta}(H, N_{v_c}, G_1)$ – функции распределения ошибки установления по фазе и амплитуде для (G_1+1) -го символа при ДС $t_{\text{раз}_1}$ для числа реализаций N_{v_T} и N_{v_c} , соответственно; φ и H – значения аргументов (МФ и огибающей), по которым производится максимизация (28). $v_T \in \mathbb{N}$ и $v_c \in \mathbb{N}$ – номера текущего шага и с тем, с которым сравнивается, определяющие число реализаций ПСИП; $N_{v_c}/N_{v_T} \in \mathbb{Q}$; $N_{v_T} < N_{v_T+1} \leq N_{v_c} \leq N_{v_n}$.

Предельное значение числа реализаций псевдослучайной информационной последовательности N_{v_n} , с которым производится сравнение, определяется на основании теоремы Бернулли и для АФМН- N -сигнала определяется, как $N_{v_n} = \max\{N'_{v_c}; N''_{v_c}\}$, а для ФМН- n -сигнала – $N_{v_n} = N'_{v_c}$, где $N'_{v_c} = p_{\Phi}(1-p_{\Phi})/0,01\lambda_{\text{ош}}^2$;

$N_{v_c}'' = p_A(1-p_A)/0,01\lambda_{\text{ош}}^2$. Здесь $p_\phi = F_\alpha(\phi_M, N_{v_T}, G_1)$ и $p_A = F_\Delta(H_M, N_{v_T}, G_1)$ – вероятности событий, при которых при числе N_{v_T} , ошибки установления по фазе и амплитуде не превосходят значения ϕ_M и H_M . Их значения определяются в соответствии с

$$\begin{aligned} \phi_M : f(\phi_M) &= \max_\phi \left\{ \left| F_\alpha(\phi, N_{v_T}, G_1) - F_\alpha(\phi, N_{v_T+1}, G_1) \right| \leq \lambda_{\text{ош}} \mid N_{v_T} \rightarrow \min \right\}; \\ H_M : f(H_M) &= \max_H \left\{ \left| F_\Delta(H, N_{v_T}, G_1) - F_\Delta(H, N_{v_T+1}, G_1) \right| \leq \lambda_{\text{ош}} \mid N_{v_T} \rightarrow \min \right\}. \end{aligned}$$

3-й этап. За счёт оценки вероятности ошибки на символ от $\tau_c \in [t_{\text{раз}_1}; \tilde{\tau}_c^{(3)})$, обусловленной МСИ, производится оценка $t_{\text{раз}}$, G , C . $K_G = G_1 + \Delta G_1$, где $\Delta G_1 \in \overline{0;5}$. Конкретное значение ΔG_1 определяется из анализа поведения $\hat{G}(\hat{U}(t_{\text{раз}_1}))$. Оценка пропускной способности производится в соответствии с (12). Реализация данной процедуры может достигнута тремя вариантами.

А) *Сокращенный вариант*. $G = K_G$. Оценка $t_{\text{раз}}$ производится за счёт решения уравнения $P_{\text{ош}}(T_{c_{G+1}}, K_G + 1) = 0$ для АФМН- N -сигнала и $P'_{\text{ош}}(T_{c_{G+1}}) = 0$ для ФМН- n -сигнала с шагом $\varepsilon_{\text{раз}}$. Здесь

$$P_{\text{ош}}(\tau_c, \kappa) = 1 - N_{\text{мин}}^{-1} \sum_{i=1}^{N_{\text{мин}}} \text{sgn}(1(U_1(\tau_c, \kappa, i))1(U_2(\tau_c, \kappa, i))); \quad (29)$$

$$P'_{\text{ош}}(\tau_c) = 1 - N_{\text{мин}}^{-1} \sum_{i=1}^{N_{\text{мин}}} \text{sgn}(1(U_1(\tau_c, G+1, i))1(U_{\text{ор}}(\tau_c, G+1, i))); \quad (30)$$

где $U_1(\tau_c, \kappa, i) = \alpha_{\text{доп}} - |\psi_{\text{ком}}(\kappa\tau_c, i) - \gamma_\kappa(i)|$; $U_1(\tau_c, \kappa, i) = \Delta_{\text{доп}} - |H_{\text{ком}}(\kappa\tau_c, i) - M_\kappa(i)|$; $U_{\text{ор}}(\tau_c, G+1, i) = H_{\text{ком}}((G+1)\tau_c, i) - M_{\text{пор}}$; i — номер реализации ПСИП.

Б) *Сокращенный вариант с инкрементированием*. Для АФМН- N - и ФМН- n -сигнала ($M_{\text{пор}} = 0$) определяется $t_{\text{раз}} = t_{\kappa_p}$, $G = \kappa_p - 1$, где

$$\begin{aligned} \kappa_p = \min_{\kappa=1, K_G+1} \left\{ \kappa \left(\left((\kappa' = \overline{\kappa+1, \kappa+3}) \wedge (\kappa+3 \leq K_G) \vee (\kappa' = \overline{\kappa+1, K_G}) \wedge (\kappa+3 > K_G) \right) \right) \wedge \right. \\ \left. \wedge \left(|t_{\text{нук}} \div t_{\text{нук}}| \leq \varepsilon_{\text{раз}} \right) \vee (\kappa = K_G + 1) \wedge \left(|t_{\text{нук}_{K_G+1}} \div t_{\text{нук}_{K_G}}| \leq \varepsilon_{\text{раз}} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (31)$$

Здесь $t_{\text{нук}}$ определяется из решения уравнения $P_{\text{ош}}(T_c, \kappa) = 0$, с шагом $\varepsilon_{\text{раз}}$, где

$P_{\text{ош}}(\tau_c, \kappa) = 1 - N_{\text{мин}}^{-1} \sum_{i=1}^{N_{\text{мин}}} \text{sgn}(1(U_1(\tau_c, \kappa, i)))$ для ФМН- n -сигнала, а для АФМН- N -сигнала – согласно (29).

Если $M_{\text{пор}} > 0$, то $t_{\text{раз}} = t'_{\kappa_p} = \left\{ \tau'_{\text{н.ок}_{\kappa_p, k}} \right\}_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau'_{\text{к.ок}_{\kappa_p, k}} \right\}_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau'_{\text{гр}_{\kappa_p}} \right\}$, где t'_{κ_p} определяется из множества $\bigcup_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \left[\tau'_{\text{н.ок}_{\kappa_p, k}}; \tau'_{\text{к.ок}_{\kappa_p, k}} \right] \cup \left[\tau'_{\text{гр}_{\kappa_p}}; +\infty \right) = T_A \cap T_{c_{\kappa_p}}$, где T_A находится из решения уравнения $P'_{\text{ош}}(T_A) = 0$, $T_A \subseteq T_{c_{\kappa_p}}$.

В) *Полный вариант*. Производится решение системы (32) относительно $\tau_{c, \text{реш}} = \bigcup_{w=1}^{W'} \left[\tau_{\text{н.ок}}^{(w)}; \tau_{\text{к.ок}}^{(w)} \right] \cup \left[\tau_{\text{гр}}; +\infty \right)$ с шагом $\varepsilon_{\text{раз}}$.

$$\left. \begin{array}{l} P_{\text{ош}}(\tau_{\text{с.реш}}, 1) = 0 \\ \vdots \\ P_{\text{ош}}(\tau_{\text{с.реш}}, K_G + 1) = 0 \end{array} \right\} \quad (32)$$

$t_{\text{раз}} = \left\{ \tau_{\text{н.ок}}^{(w')} \right\}_{w=1}^{W'} \cup \left\{ \tau_{\text{к.ок}}^{(w')} \right\}_{w=1}^{W'} \cup \left\{ \tau_{\text{гр}} \right\}$ для АФМН- N - и ФМН- n -сигнала ($M_{\text{пор}} = 0$). Для определения $G = \kappa_p - 1$ используются промежуточные результаты в виде T_{κ} , $\kappa = \overline{1, K_G + 1}$ получаемые решения из $P_{\text{ош}}(T_{\kappa}, \kappa) = 0$, достигаемые в ходе решения (32). Производится определение:

$$\kappa_p = \max_{\kappa'=0, K_G-1} \left\{ K_G + 1 - \kappa' \left(\left\| t_{\text{нук}_{K_G+1-\kappa'}} \right\| \neq \left\| t_{\text{нук}_{K_G-\kappa'}} \right\| \right) \wedge \left(\forall a = \overline{K_G + 1 - \kappa', K_G} \left\| t_{\text{нук}_a} - t_{\text{нук}_{a+1}} \right\| \leq \varepsilon_{\text{раз}} \right) \vee \right. \\ \left. \vee (\kappa' = 0) \wedge \left(\left\| t_{\text{нук}_{K_G+1}} - t_{\text{нук}_{K_G}} \right\| \leq \varepsilon_{\text{раз}} \right) \right\}$$

Если $M_{\text{пор}} > 0$, то $t_{\text{раз}} = t'_{\kappa_p} = \left\{ \tau'_{\text{н.ок}_{\kappa_p, k}} \right\}_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau'_{\text{к.ок}_{\kappa_p, k}} \right\}_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \cup \left\{ \tau'_{\text{гр}_{\kappa_p}} \right\}$, где t'_{κ_p} определяется из множества $\bigcup_{k=1}^{S'_{\text{ок}}} \left[\tau'_{\text{н.ок}_{\kappa_p, k}}; \tau'_{\text{к.ок}_{\kappa_p, k}} \right] \cup \left[\tau'_{\text{гр}_{\kappa_p}}; +\infty \right) = T_A \cap T_{c_{\kappa_p}}$, где T_A находится из решения уравнения $P'_{\text{ош}}(T_A) = 0$, $T_A \subseteq T_{c_{\kappa_p}}$.

Из выражений, определяющих АМ и ЧМ, следует, что они допускают высокую параллельность вычислений из-за независимости выполнения вычислений при определении разрешающего времени. При этом вычислительная сложность АМ не зависит от n или N и определяется G , т.е. $O(\sim 2^G)$.

Апробация методов произведена для следующих типов КЧХ ЧСКС при $\Delta\Omega_0 = \text{const}$:

- 1 – й тип ПФ: $\dot{k}(j\alpha) = -j(1 + \beta^2) / \left[(1 + j\alpha^2) + \beta^2 \right]$, $\beta_{\kappa_p} = 1$;
- 2 – й тип ПФ: $\dot{k}(j\alpha) = -j2(1 + \beta^2) / \left[(1 + j\alpha^2) + \beta^2 \right] (2 + j\alpha)^2$, $\beta_{\kappa_p} = \sqrt{3}$;
- 3 – й тип ПФ: $\dot{k}(j\alpha) = (1 + \beta^2)(1 + j\alpha) / \left[(1 + j\alpha^2) + \beta^2 \right]$, $\beta_{\kappa_p} = 0,486$;

где α – обобщенная расстройка по частоте; β – параметр, влияющий на АЧХ ПФ; β_{κ_p} – значение, при котором АЧХ ПФ не имеет неравномерностей в полосе пропускания.

Результаты апробации представлены на рис. 7 и в таблицах 4 и 5. Из рис. 7 и таблицы 4 следует: 1) увеличение n и N не приводит к неограниченному росту удельной пропускной способности (УПС); 2) ОП обеспечивают выигрыш по УПС в среднем в 1,2...1,9 раза при заданном n и N . Из таблицы 5 следует высокая взаимная точность разработанных методов.

Промежуточные результаты апробации (приложения 2 и 3) доказывают факт постоянной вычислительной сложности алгоритмов, реализующих ЧМ, поскольку рост n и N уменьшает $N_{\text{мин}}$ из-за увеличения $t_{\text{раз}}$, при этом также уменьшается эффективная память.

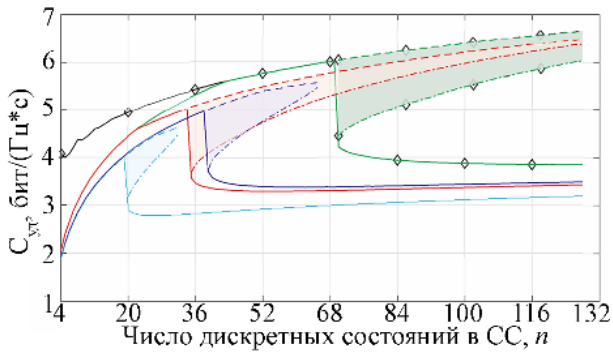


Рис. 7 (а)

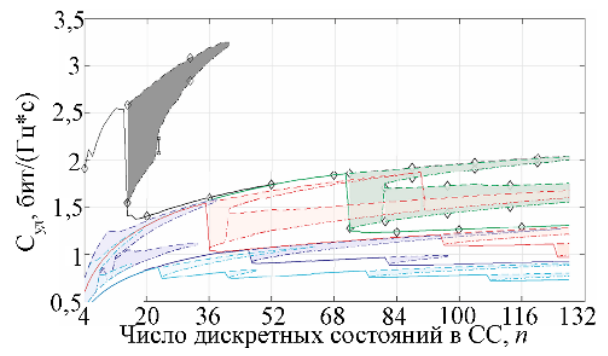


Рис. 7 (б)

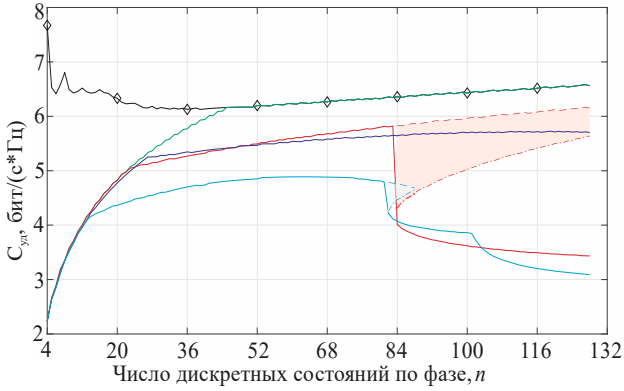


Рис. 7 (в)

Рис. 7. Оценки удельной пропускной способности $(2\Delta F)^{-1}C$ от n для ФМн- n -сигнала. Тип ПФ: 1-й тип, $\beta_{рп}=1$ (а); 2-й тип, $\beta=6$ (б); 3-й тип, $\beta_{рп}=0,486$ (в). ОП – заштрихованные области. Тип оценки: верхняя (— —) и нижняя граница (—) пропускной способности с использованием ОП; без использования ОП (—). Параметры: 1) $M_{пор} = 0, \mu_{\psi} = 0, \Delta\omega/\Delta\Omega_0 = 0$ (с маркером \diamond); 2) $M_{пор} = 0,9, \mu_{\psi} = 0, \Delta\omega/\Delta\Omega_0 = 0$; 3) $M_{пор} = 0,9, \mu_{\psi} = 0,249, \Delta\omega/\Delta\Omega_0 = 0$; 4) $M_{пор} = 0,9, \mu_{\psi} = 0, |\Delta\omega/\Delta\Omega_0| = 0,5$; 5) $M_{пор} = 0,9, \mu_{\psi} = 0,249, |\Delta\omega/\Delta\Omega_0| = 0,5$.

Таблица – 4. Оценки $(2\Delta F)^{-1}C$ ЧСКС (ПФ 1-го типа, $\beta_{рп}=1, \Delta\omega=0$) для АФМн- N -сигнала при $Q_{орп} = 0,499\Delta\varphi_{ш}, Q_A = 0,499\Delta M_{ш}$

\sqrt{N}	$(2\Delta F)^{-1}C$, бит/Гц*с при $\mu_{\psi} = 0$ и $\mu_n = 0$		
	Без ОП	ОП	
		Верхняя граница	Нижняя граница
4	4,21	—	—
8	3,489	5,95	4,95
12	3,81	6,806	6,2461
16	3,93	7,43	7,25
32	4,33	—	—

Таблица – 5. Сравнительный анализ по точности АМ и ЧМ

Тип сигнала	n, N	Тип погрешности	
		$\max((C_{AM} - C_{ЧМ})/C_{ЧМ}), \%$	$\overline{((C_{AM} - C_{ЧМ})/C_{ЧМ})}, \%$
ФМн- n -сигнал	$n \in [4;128]$	5,9% при $n = 4$	0,5% 2,7% при $n = 4$
АФМн- N -сигнал	$\sqrt{N} \in [4;32]$	5%	не более 1,3% при $\sqrt{N} \leq 10$ менее 1,3% при $\sqrt{N} > 10$

$C_{ЧМ}$ и C_{AM} – оценки, полученные с помощью ЧМ и АМ, соответственно

Пятая глава посвящена практическим аспектам реализации ТРВ для повышения пропускной способности фазовых РСПИ ППИ в ЧСКС.

На основании разработанного оригинального ПО получены оценки по времени выполнения алгоритмов на одну конфигурацию СС, реализующих АМ и ЧМ, на базе универсальной вычислительной платформы Dell Precision 7540-5260 (пиковая производительность FP64 – 212,5 ГФлоп/с) (табл. 6).

Анализ результатов в табл. 6 и существующих отечественных универсальных вычислительных платформ на базе ЦПУ Эльбрус (табл. 7), доказывает возможность реализации полученных алгоритмов в реальном масштабе времени и позволяет сформулировать требования к использованию вычислительных платформ на их основе для реализации фазовой РСПИ ППИ на базе ТРВ (требования к вычислителю) для её функционирования в ионосферных среднеширотных ЧСКС с периодом квазистационарности не менее 300 мс (табл. 7).

Таблица – 6. Результаты оценки времени выполнения разработанных алгоритмов на одну конфигурацию СС на платформе Dell Precision 7540-5260

Тип сигнала	n, N	Среднее время вычисления $t_{\text{раз}}$ и C на одно СС
АМ		
ФМн- n -сигнал	$n \in [4; 128]$	39,7 мс
АФМн- N -сигнал	$\sqrt{N} \in [4; 32]$	152,9 мс
ЧМ		
АФМн- N -сигнал	$N = 256$	1,65 с

Таблица – 7. Оценочное время выполнения разработанных алгоритмов на одно СС на базе платформ с ЦПУ Эльбрус

Наименование	FP64, ГФлоп/с	Тип ЦПУ	Число ЦПУ на платформе, шт.	Среднее время оценки $t_{\text{раз}}$ и C , мс
Сервер «2Э8-2U» (ТВГИ.466535.255)	570	Эльбрус 8СВ	2	14,79 – Ф.А.
Сервер «4Э8-2U» (ТВГИ.466535.257)	1140		4	7,48 – Ф.А.; 28,84 – А.А.
Система на базе Эльбрус 16С	3072	Эльбрус 16С	4	2,78 – Ф.А.; 10,7 – А.А.; 115,5 – Ч.
Ф.А. и А.А. – алгоритм на АМ для ФМн- n - и АФМн- N -сигнала, соответственно Ч-алгоритм на ЧМ				

Функциональная РСПИ ППИ на базе ТРВ для КВ ЧСКС с полосой 3 кГц представлена на рис. 8. Диаграммы работы РСПИ ППИ на базе ТРВ для КВ канала представлены на рис. 9–12. Основной режим работы соответствует рис. 9–11, вспомогательный для поддержания связи на рис. 12. Получены новые решения по аналогового-цифровой обработке сигналов.

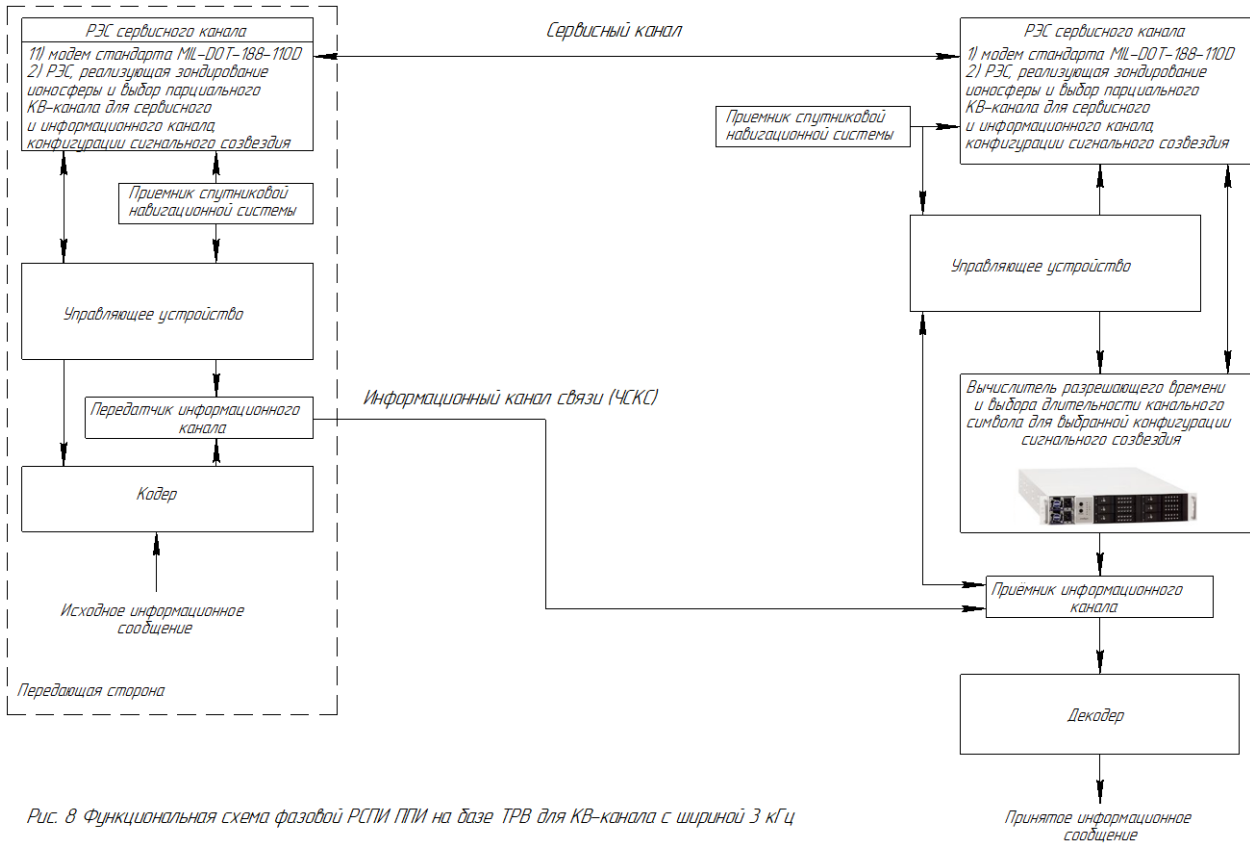


Рис. 8 Функциональная схема фазовой РСПИ ППИ на базе ТРВ для КВ-канала с шириной 3 кГц

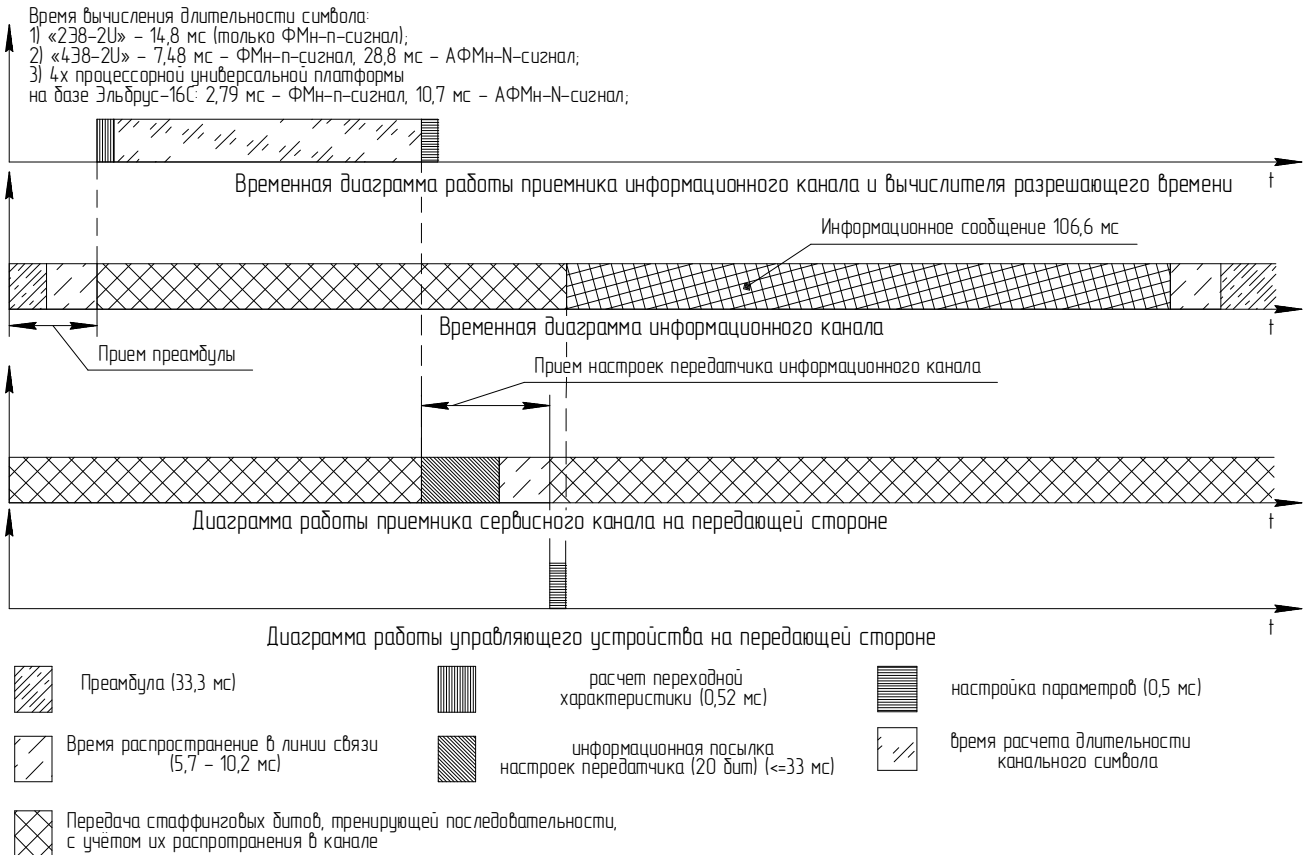


Рис. 9. Диаграмма работы фазовой РСПИ ППИ на базе ТРВ. Тип алгоритма – на базе аналитического метода. Цикл инициализации передачи: полный

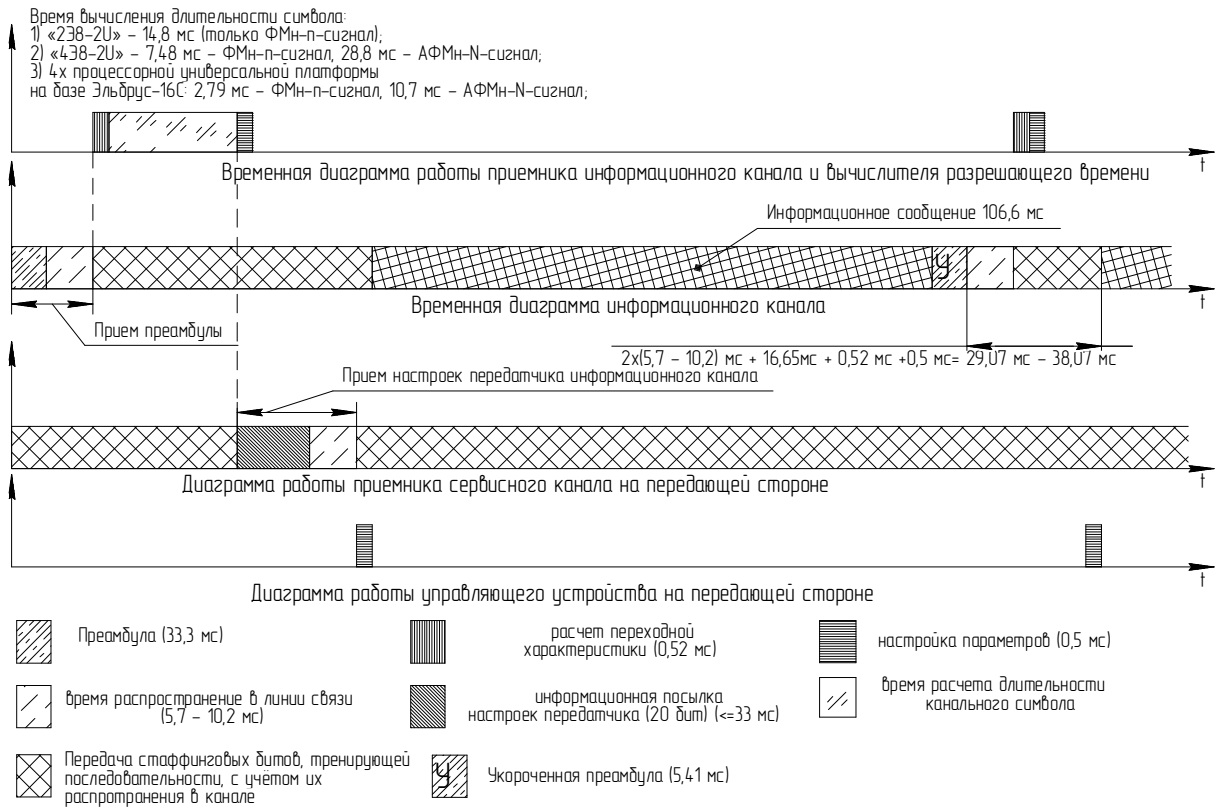


Рис. 10. Диаграмма работы фазовой РСПИ ППИ на базе TRV. Тип алгоритма – на базе аналитического метода. Цикл инициализации передачи: неполный, с проверкой на изменение канала с помощью укороченной преамбулы. Изменение ИХ канала: не превышают заданную величину.

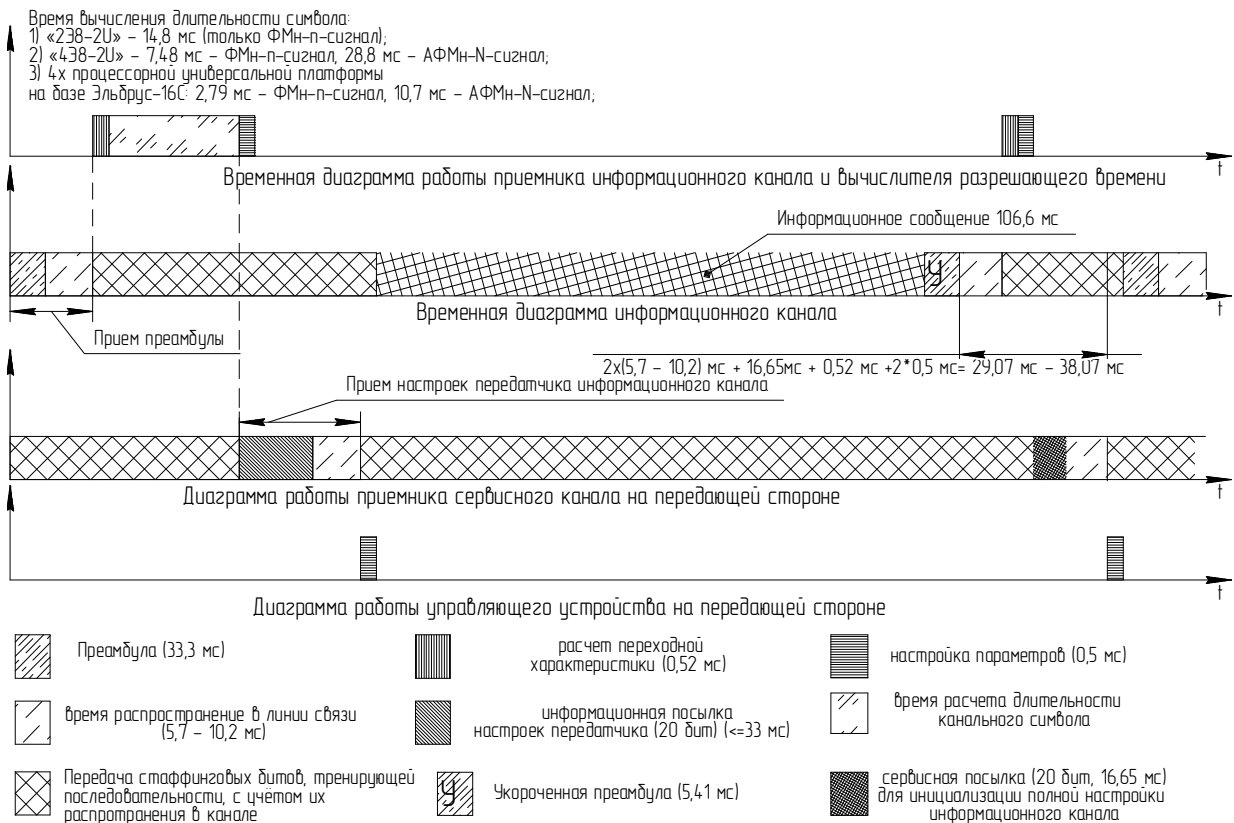


Рис. 11. Диаграмма работы фазовой РСПИ ППИ на базе TRV. Тип алгоритма – на базе аналитического метода. Цикл инициализации передачи: неполный, с проверкой на изменение канала с помощью укороченной преамбулы. Изменение ИХ канала: присутствует.

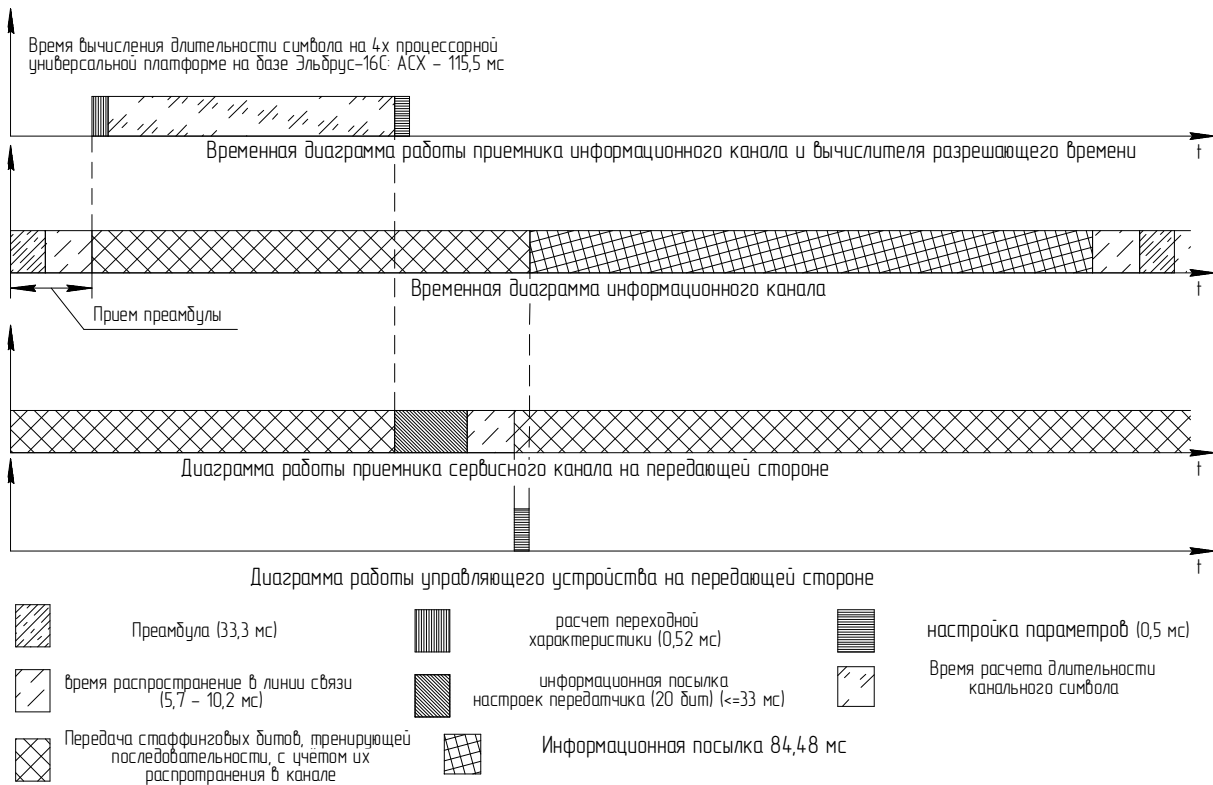


Рис. 12. Диаграмма работы фазовой РСПИ ППИ, использующей ТРВ
Тип алгоритма – на базе численного метода. Цикл инициализации передачи: полный

Для основного режима работы длительность информационной сообщения соответствует (106,6 мс), применяемому в STANAG 4539. Посредством численного моделирования показан выигрыш по пропускной способности на 25,8% (т.е. 4024 бит/с) и по помехоустойчивости – не менее чем на 5,93 дБ при $BER = 10^{-3}$ (см. рис. 13) по сравнению со стандартом STANAG 4539 (23,6 дБ) для ФМн-4-сигнала (3200 бит / с) для 3 кГц ЧСКС с задержкой в 185 мкс между лучами одинаковой мощности и доплеровским расширением 0,5 Гц.

Для оценки помехоустойчивости для ФМн- n -сигнала использовалось соотношение (рис. 13):

$$C / Ш = 10 \log_{10} \frac{\min P_c \left((G+1) t_{\text{раз}} \right)}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 20 \log_{10} \frac{M_{\text{пор}}}{\varepsilon_H / C_{\text{н}}} = 20 \log_{10} \left(F^{-1} (1 - k_b BER) / \sin \left(k_{\text{отр}} \frac{\pi}{n} - \varphi_{\text{ош}} - \alpha_{\text{доп}} \right) \right)$$

где $Q_{\text{отр}} = k_{\text{отр}} \frac{\pi}{n} - \varphi_{\text{ош}}$; $k_{\text{отр}} \in (0;1)$ – коэффициент, характеризующий близость $Q_{\text{отр}}$ к $0,5\Delta\varphi_{\text{ш}}$, когда $\varphi_{\text{сц}} = \pi / n$ для четных n и $\varphi_{\text{сц}} = 0$ для нечетных n , при отсутствии дополнительных дестабилизирующих факторов, характеризует степень неидеальности АЦП; $\varphi_{\text{ош}}$ – наибольшая ошибка по фазе (сумма наибольшего значения доплеровского набега фазы в течении одного информационного блока, состоящего из канальных символов, погрешности от дисбаланса I/Q в приёмнике и наибольшего набега фазы, обусловленного нестабильностью восстановления несущей); $C_{\text{н}} = F^{-1} (1 - k_b BER)$, $SER = k_b BER$ – вероятность ошибки на канальный символ; BER – вероятность ошибки на бит; $k_b = \log_2 n$; $F^{-1}(\cdot)$ – функция обратная функции распределения нормального закона с математическим ожиданием равным нулю и СКО равным единице.

Для АФМн- N -сигнала помехоустойчивость оценивается, как

$$C / Ш = 20 \log_{10} \frac{F^{-1}(1 - SER) \sum_{p=1}^m \sqrt{(M_{cc_p} - \Delta_{доп})^2}}{\sqrt{m} \left[(M_{cc_1} - \Delta_{доп}) \sin(Q_{огр} - \alpha_{доп}) S_f + (1 - S_f)(Q_A - \Delta_{доп}) \right]}.$$

Здесь $Q_{огр} - \alpha_{доп} = k_{огр} \frac{\pi}{n} - \varphi_{ош} - \alpha_{доп}$; $Q_A - \Delta_{доп} = k'_{огр} \Delta M_{ш} - \Delta M_{ош} - \Delta_{доп}$

$S_f = 1 \left[(M_{cc_1} - \Delta_{доп}) \sin(Q_{огр} - \alpha_{доп}) - (Q_A - \Delta_{доп}) \right]$, $k'_{огр} \in (0; 1)$ – определяет качество работы АЦП; $\Delta M_{ош}$ – предельный уровень ошибок, из-за неидеальности работы подсистем РСПИ ППИ.

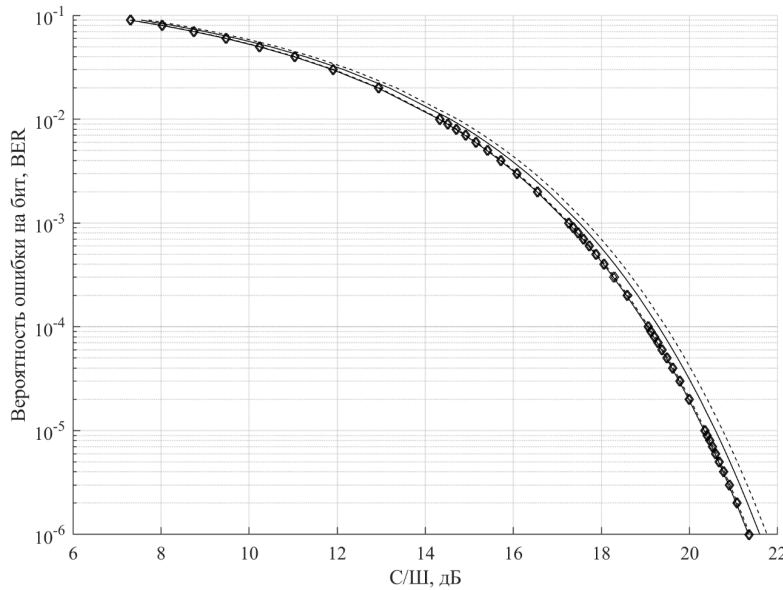


Рис. 13. Зависимость BER от С/Ш в исследуемом ЧСКС для РСПИ ППИ на базе ТРВ, при использовании ФМн-4-сигнала. Скомпенсированная погрешность по фазе из-за дисбаланса I/Q не превосходят 0,05°. Набег фазы равен 0,691°, обусловленный нестабильностью восстановления несущей 0,018 Гц на длительности 106,6 мс (согласно STANAG 4539) Доплеровское расширение спектра: 0,1 Гц (маркер \blacklozenge); 0,5 Гц (маркер отсутствует). Компенсация набег фазы, обусловленной доплеровским расширением: каждые 10 канальных символов (—); каждые 15 канальных символов (— —)

Для оценки эффективности фазовых РСПИ ППИ на базе ТРВ созданы инженерные методы анализа: 1) метод, основанный на построении карт ОП; 2) использования дополнительных оценок пропускной способности и реализующих их СС, что наглядно отражает влияние изменения КЧХ и позволяет оценить требуемые наборы СС для фазовой РСПИ ППИ с учётом условий её функционирования (прил. 4). Так, в частности, для ФМн-4-сигнала показана возможность достижения удельной пропускной способности (УПС) 2,07... 2,799 бит/Гц×с при $M_{пор} = 0,9$ при изменении формы АЧХ ЧСКС 3кГц КВ-канала от максимально гладкой до значительных неравномерностей в полосе пропускания (до 3 дБ) на примере 3-го типа ПФ, а в ЧСКС, удовлетворяющих маске СТКС, достижения УПС в 5,72 бит/Гц×с при АФМн-64-сигнале и $\Delta_0 = \Delta_{доп} / \Delta_{ш} = 0,25$, $\alpha_0 = 0,25$.

Ряд результатов представлен на рис. 14 и 15: 1) ОП обеспечивают выигрыш по УПС в среднем в 1,2...1,9 раза; 2) при увеличении ошибок измерений ФМн- n -сигнале

ОП уменьшается (стягивается) по допустимым длительностям символов к его началу при увеличении ошибок измерений, а при АФМн- N -сигнале – к его середине.

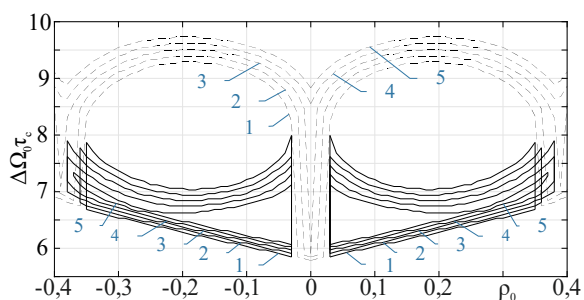


Рис. 14. Карта областей ОП и ГДС для ПФ 1-ого типа при $\beta=2,41$. Тип сигнала – ФМн-32-сигнал. ГДС (---) и область ОП (—) при α_0 : 0,4999 (1); 0,46 (2); 0,42 (3); 0,38 (4); 0,34 (5).

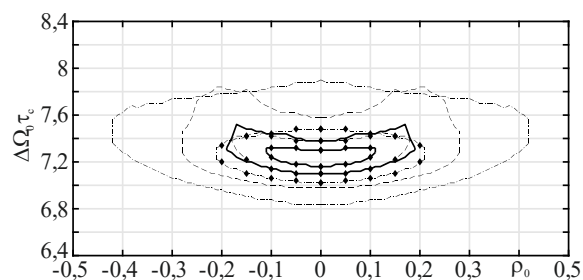


Рис. 15. Карта областей ОП для фильтра 1-ого типа при $\beta=2,41$ для АФМн-256-сигнала. Области ОП при $\alpha_0=0,499$ и $\Delta_0=0,499$ (линия без маркера); $\alpha_0=0,25$ и $\Delta_0=0,25$ (линия с маркером ромб) для конфигураций СС: 1) $n=4$ и $m=64$ (—); 2) $n=8$ и $m=32$ (---); 3) $n=16$ и $m=16$ (-.-).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ниже приведены основные результаты, являющиеся решением задач диссертационного исследования, которые доказывают решение поставленной научной проблемы и достижение цели диссертационного исследования:

1. Осуществлен ретроспективный анализ по соответствующим областям теории приема сигналов фазовыми РСПИ ППИ в частотно-селективных каналах связи, методам оценки их пропускной способности и анализа переходных процессов в эквивалентных полосовых фильтрах, описывающих их частотно-селективные свойства. Результатом анализа является: а) определение класса методов приема и обработки ФМн- n - и АФМн- N - сигналов в ЧСКС, позволяющих повысить пропускную способность фазовых РСПИ ППИ в таких каналах – методы теории разрешающего времени; б) определение наиболее корректного подхода к оценке пропускной способности – методы теории разрешающего времени; в) сформулированы требования к разработке новых математических моделей в рамках создания теории разрешающего времени для фазовых РСПИ ППИ, функционирующих в ЧСКС при МСИ; г) определен адекватный метод анализа переходного процесса – метод медленно меняющихся амплитуд и формирование критериев его развития для определения новых общих свойств и явлений, позволяющих повысить пропускную способность указанного класса РСПИ ППИ.

2. Сформулированы и обоснованы критерии предъявляемые к математическим моделям теории разрешающего времени с точки зрения их применения для ионосферных частотно-селективных каналов связи.

3. Развита метод медленно меняющихся амплитуд, позволяющий определить новые общие свойства и явления для узкополосных линейных систем, необходимых для повышения пропускной способности, благодаря учёту: а) изменения скачка фазы в широком диапазоне значений и мгновенной фазы выходного процесса по четвертям комплексной плоскости; б) постоянного фазового сдвига узкополосной линейной системы. С его помощью выявлены новые физические и системные свойства и явления,

которые позволяют повысить удельную пропускную способность фазовых РСПИ ППИ, работающих в ЧСКС при МСИ. Наиболее важными из них являются: а) время наибольшего установления фазы достигается при скачке фазы близком к $\pm 90^\circ$, степень близости определяется значением ошибки установления; б) при наличии затухающих колебаний в процессе установления, можно рассчитывать на увеличение скорости передачи, если моменты времени достижения стационарного значения не сильно отличаются в процессе передачи символов информационной последовательности.

4. Создана теория разрешающего времени (ТРВ) для фазовых РСПИ ППИ для повышения их эффективности. Данная теория обосновывает и реализует новые методы обработки сигналов и управления режимами работы фазовыми РСПИ ППИ в ЧСКС с МСИ. В её рамках были созданы следующие составляющие: а) новые математические модели ЧСКС на базе системного параметра разрешающего времени, учитывающие: расстройку по частоте, вызванную движением среды распространения и/или неточностью настройки частоты передатчика, ошибки измерений и влияния пороговой подсистемы шумоподавления для ФМн-*n*-сигнала (ограничение по наименьшей амплитуде принимаемого сигнала в момент съема информации о канальном символе), ошибки восстановления начальной фазы несущего колебания и правила его компенсации, учёта влияния набега фазы из малого доплеровского расширения спектра, ошибки измерений или ошибки, обусловленные гауссовским флуктуационным шумом; б) новый подход к оценке пропускной способности фазовых РСПИ ППИ в ЧСКС на базе нового системного параметра – разрешающее время; в) получена оценка потенциальной пропускной способности в замкнутой форме для ЧСКС с КЧХ резонансного фильтра; г) разработаны высокоскоростные и высокоточные методы оценки разрешающего времени и пропускной способности для создаваемых моделей и алгоритмы их реализации реального-масштаба времени. Это подтверждено результатами численного моделирования на универсальной вычислительной платформе с производительностью FP64 – 212 ГФлопс/с (среднее время выполнения разработанных алгоритмов на одну конфигурацию сигнального созвездия для алгоритма на базе аналитического метода для ФМн-*n*-сигнала – 39,7 мс, а для АФМн-*N*-сигнала – 152,9 мс, а для алгоритма на базе численного метода – 1,65 с).

5. Созданы методы оценки помехоустойчивости для РСПИ ППИ на базе ТРВ для среднеширотных ионосферных декаметровых каналов связи, в том числе которые учитывают дестабилизирующие факторы, обусловленные работой подсистем РСПИ.

6. Разработана обобщенная структурная схема фазовых РСПИ ППИ, реализующая управление режимами работы на базе синтезированных алгоритмов, благодаря которым реализуются новые методы обработки сигналов.

Разработана функциональная схема фазовой РСПИ ППИ для парциального 3 кГц декаметрового ионосферного ЧСКС и временные диаграммы её функционирования, доказывающие её практическую реализуемость при её построении на базе отечественной универсальной вычислительной платформы Эльбрус. На данной платформе показана возможность снижения среднего время выполнения разработанных алгоритмов на одну конфигурацию сигнального созвездия до

значений – 2,7785 и 10,7010 мс при использовании ФМн-*n*-сигнала и АФМн-*N*-сигнала, соответственно, при использовании алгоритма на базе аналитического метода; а при использовании алгоритма на базе численного метода – до 115,5 мс. Получены результаты доказывающие, факт её выигрыша по пропускной способности на 25,8%, а по помехоустойчивости 5,93 дБ в канале с задержкой между лучами 185 мкс и доплеровским расширением спектра 0,5 Гц на среднеширотной трассе при использовании ФМн-4-сигнала, как наиболее часто используемого сигнала в КВ-связи, по отношению к результатам, достигаемым в STANAG 4539 при использовании данного типа сигнала и скорости передачи 3200 бит/с.

7. Созданы инженерные методы анализа для фазовых РСПИ ППИ, благодаря которым исследована их эффективность. Показана возможность повышения пропускной способности за счёт ОП в среднем в 1,2...1,9 раза по отношению к случаю, когда ОП не используются при заданной конфигурации СС, что характерно для ЧСКС с большой неравномерностью в полосе пропускания. Результаты, полученные с помощью инженерных методов, доказывают возможность достижения значений удельной пропускной способности в 9 бит/ Гц*с при использовании ФМн-4-сигнала в ЧСКС с КЧХ РФ и отсутствии ошибок измерений и ограничений со стороны подсистемы шумоподавления; а при их существенных значениях (четверть шага между ближайшими точками сигнального созвездия по информативным параметрам) и настройки на среднюю частоту ЧСКС она достигает значений: 1) значений от 2,07 до 2,799 бит/Гц*с для ФМн-4-сигнала при минимальной амплитуде принимаемого сигнала в 0,9 от её стационарного значения при изменении формы АЧХ ЧСКС канала от максимально гладкой в полосе пропускания до значительных (до 3 дБ) неравномерностей в полосе пропускания; 2) для ЧСКС канал связи с АЧХ, удовлетворяющей АЧХ СТКС, показано возможность достижения удельной пропускной способности 5,72 бит/Гц*с при значительных ошибках измерений.

8. В качестве рекомендаций по использованию полученных результатов можно предложить следующие: 1) разработать новые протоколы передачи для передачи сервисной информации, минимизирующие временные задержки между формированием информационного кадра и процессом передачи информации; 2) синтезировать новые помехоустойчивые коды, учитывающие частотно-селективные свойства канала на базе ТРВ. Дальнейшее развитие ТРВ целесообразно проводить в следующих направлениях: 1) в области учёта внутрисистемных помех; 2) в области дальнейшего снижения вычислительной сложности алгоритмов, в т.ч. до линейной вычислительной сложности.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**Статьи из перечня ВАК, статьи, индексируемые в Scopus и WoS**

1. **Lerner I.M.**, Il'in G.I. Transient Process in an Oscillatory Circuit Caused by Stepwise Phase Changes // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2010. – Vol. 55. No. 12. – P. 1385 – 1390.
2. **Lerner I.M.**, Il'in G.I., Chernyavskii S.M. Transient Processes in a Bandpass Filter Caused by Stepwise Phase Variations // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2011. – Vol.56. – No. 3. – P. 320 – 325.
3. **Lerner I.M.**, Il'in G.I. The Analysis of the Transient Process Caused by a Jump in the Amplitude and Phase of Radio Pulse at the Input of Narrowband Linear System / *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2012. – Vol.57. – No. 2. – P. 174 – 188.
4. **Лернер И.М.**, Ильин Г.И. Ограничение пропускной способности избирательными системами при воздействии ФМн-п-сигнала // *Нелинейный мир*. – 2017. – Т.15. № 1. – С. 8-12.
5. **Лернер И.М.** Аналитическая оценка пропускной способности канала связи с частотной характеристикой резонансного фильтра при наличии межсимвольных искажений и использовании многопозиционного фазоманипулированного сигнала // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. – 2017. – Т. 11. № 9. – С. 65–73.
6. **Лернер И.М.** Метод оценки пропускной способности реальных каналов связи с многопозиционными фазоманипулированными сигналами при наличии межсимвольных искажений и его применение // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. – 2017. – Т. 11. № 8. – С. 52-58.
7. **Лернер И. М.**, Камалетдинов Н. Н. К вопросу увеличения скорости передачи в фазовых радиотехнических системах передачи информации, работающих при сильных межсимвольных искажениях в линейном радиотракте // *Научные технологии в космических исследованиях Земли*. – 2017. – Т. 9. № 5. – С. 92–104.
8. **Лернер И.М.**, Хайруллин М.И., Ильин Г.И., Ильин В.И. Особенности обработки фазоманипулированного сигнала с n дискретными состояниями в условиях межсимвольных искажений в линейном радиотракте // *Нелинейный мир*. – 2017. – Т. 15. № 6. – С. 54-63.
9. **Лернер И.М.**, Хайруллин М.И., Ильин Г.И., Ильин В.И. Особенности обработки фазоманипулированного сигнала с n дискретными состояниями в условиях межсимвольных искажений в линейном радиотракте при расстройке по частоте // *Нелинейный мир*. – 2017. – Т. 15. № 6. – С. 17-26.
10. **Лернер И.М.**, Ильин Г.И. Об одной возможности увеличения скорости передачи при наличии дестабилизирующих факторов в системах связи, использующих взаимную интерференцию символов // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. – 2017. – Т. 20. № 4. – С.24–34.
11. **Лернер И.М.**, Чернявский С.М. Оценка пропускной способности реальных каналов связи с АФМн- N -сигналами при наличии МСИ // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. – 2018. – Т. 12. № 4. – С. 48-55.

12. **Лернер И.М.** Ильин Г.И., Ильин А.Г. К вопросу о циклостационарности АФМн- N -сигналов, наблюдаемых на выходе канала связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2018. – № 3. – С. 107-117.
13. **Лернер И.М.**, Ильин Г.И. Численный метод оценки потенциальной пропускной способности при использовании ФМн- n -сигнала в канале связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2018. – № 4. – С. 138-149.
14. **Лернер И.М.**, Ильин Г.И., Ильин А.Г. Исследование вероятностных характеристик циклостационарных АФМн- N -сигналов, наблюдаемых на выходе канала связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2018. – № 4. – С. 150-157.
15. **Lerner I.M.**, Faizullin R.R., Chernyavskii S.M. To Matter of Increasing the Spectral Efficiency of Phase Radio-Technical Data Transmission Systems Operating under Strong Intersymbol Interference // Russian Aeronautics. – 2018. – Vol. 61. – No. 1. – PP. 120-126.
16. **Лернер И.М.**, Фатыхов М.М., Ильин Г.И. Особенности функционирования каналов связи с АФМн- N -сигналами при использовании взаимно коррелированными символами // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2019. – Т. 22. № 1. – С.36–49.
17. **Лернер И.М.** К вопросу оптимизации амплитудно-частотных характеристик каналов связи с ФМн- n -сигналами, построенных на основе теории разрешающего времени // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Том 13. №9. – С. 36-49.
18. **Лернер И.М.** О влиянии формы амплитудно-частотной характеристики на пропускную способность канала связи с памятью, использующего принципы теории разрешающего времени, с АФМн- N -сигналами // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Т. 13. №10. – С. 45-59.
19. **Лернер И.М.** К вопросу о выборе метода анализа переходных процессов для развития теории временного разрешения. Ретроспективный аналитический обзор // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15. № 8. – С. 62-70.
20. **Лернер И.М.**, Файзуллин Р.Р., Рябов И.В. Высокопроизводительный алгоритм оценки пропускной способности каналов связи, функционирующих на базе теории разрешающего времени // Радиотехника. – 2022. – Т.86. № 4. – С. 91–109.
21. **Лернер И.М.**, Файзуллин Р.Р., Хайруллин А.Н., Шушпанов Д.В., Ильин В.И., Рябов И.В. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Часть 1 – Ретроспективный обзор методов приёма и обработки сигналов в частотно-селективных каналах связи при скоростях передачи информации выше скорости Найквиста / // Успехи современной радиоэлектроники – 2023. – Т. 77. № 1. – С. 37-50.
22. **Лернер И.М.**, Файзуллин Р.Р., Хайруллин А.Н., Шушпанов Д.В., Ильин В.И., Рябов И.В. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Часть 2 – Ретроспективный обзор методов приёма и обработки сигналов в частотно-селективных каналах связи при наличии межсимвольных искажений // Успехи современной радиоэлектроники – 2023. – Т. 77. № 2. – С. 16-33.
23. **Лернер И.М.** Файзуллин Р.Р., Шушпанов Д.В., Ильин В.И., Рябов И.В., Хайруллин А.Н. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная

проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Часть 3 – Ретроспективный обзор методов оценки пропускной способности частотно-селективных каналов связи при наличии межсимвольных искажений и использовании ФМн-п и АФМн-Н-сигнала // Успехи современной радиоэлектроники – 2023. – Т.77. №3. – С. 24-33.

24. **Лернер И.М.** Способ повышения пропускной способности радиотехнической системы с последовательной передачей информации в узкополосных КВ-каналах связи на базе теории разрешающего времени // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2023. – № 1. – С. 6-23.

25. **Лернер И.М.** Методы оценки пропускной способности с учётом требуемой помехоустойчивости фазовой радиотехнической системы с последовательной передачей информации в среднеширотных узкополосных КВ-каналах связи // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2023. – № 1. – С. 24-40

Материалы МК, индексируемых в SCOPUS/WOS

26. **Lerner I.M.**, Il'in G.I. Capacity of p-cascade Tuned Filter with an Impact PSK-n-signal // Proceedings of 13th International Scientific-technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE – 2016), Novosibirsk, 3 – 6 Oct. 2016. N.Y.: IEEE. 2016. Vol.1. P. 443-447.

27. **Lerner I.M.**, Il'in G.I., Chernyavskii S.M. The Capacity Estimation of Real Selective Chains Under the Influence Of PSK-n-signals // Proceeding of 18th International Conference of Young Specialists On Micro/Nanotechnologies And Electron Devices. EDM 2017 Erlagol, Altai, 29 June-03 July, 2017. N.Y.: IEEE. P. 94-98

28. **Khairullin M. I., Lerner I. M., Faizullin R. R., Kadushkin V. V., Fatykhov M. M.** Selection of the initial shift for PSK signal constellation in the presence of intersymbol interference // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), Kazan 3-4 July 2017. N.Y.: IEEE. 2017

29. Il'in G.I., **Lerner I.M.**, Fayzullin R.R. Analytical Capacity estimation of resonant filter under the action of PSK-n-signal // 2017 Systems Of Signal Synchronization, Generating And Processing In Telecommunications (SINKHROINFO), Kazan, 3–4 July 2017. N.Y.: IEEE. 2017.

30. **Lerner I.M.**, Il'in G.I., Chernyavskii S.M. Capacity Estimation Of Communication Channel With PSK-n-signals In The Presence Of Intersymbol Interference // 2017 Systems Of Signal Synchronization, Generating And Processing In Telecommunications (SINKHROINFO), Kazan 3–4 July 2017 – N.Y.:IEEE. 2017.

31. **Lerner I.M.** Capacity Determination of Linear Selective Systems under the Acting of PSK-n Signal on Its Input due to the Estimation of the Error Probability per Symbol Caused by the ISI // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Minsk, 4-5 July 2018. – N.Y.:IEEE. 2018.

32. **Kadushkin V.V., Lerner I.M.** Determination of Occurrence Conditions for Periodically Non-Stationary Random Process with Establishing PSK-n Phase at the Output of the Linear Selective System // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 4-5 July 2018. N.Y.: IEEE. 2018.

33. Khairullin M.I., **Lerner I.M.**, Il'in V.I. Determination of the Optimal Number of Realizations of the Modulating Sequence of the PSK-n signal Necessary for Estimating the Error Probability per Symbol Caused by the ISI Produced by Linear Selective Systems // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 4-5 July 2018. N.Y.:IEEE. 2018.

34. **Lerner I. M.** Il'in G. I., Il'in V. I. To the Matter of Optimal Transfer Characteristics of Linear Selective Systems of Communication Channel with Memory and APSK-N Signals // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). Yaroslavl, 1-3 July 2019. N.Y.:IEEE. 2019.

35. Kadushkin V.V., **Lerner I.M.**, Il'in G.I., Il'in V.I. To the Matter of Optimal Transfer Characteristics of Linear Selective Systems of Communication Channel With Memory and PSK-n-signals // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Yaroslavl, 1–3 July 2019. N.Y.: IEEE. 2019.

36. **Lerner I.M.**, Manerov M.A., Fayzullin R.R., Chernyvsckii S.M., Il'in V.I. Features of Capacity of Communication Channel with APSK-N signals, which Implements the Theory of Resolution Time // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow. 19-20 March 2020. N.Y.: IEEE. 2020.

37. **Lerner I.M.** Il'in V.I., Fayzullin R.R., Garifullina G.A. To the Matter of Implementation of Radio Engineering Data Transmission System with APSK-N-signal based on the Theory of Resolution Time // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, 16-18 March 2021. N.Y.:IEEE. 2021.

Программы для ЭВМ и патенты на изобретение

38. Быстродействующий параллельный АЦП / Ильин Г.И., Рябов И.В., **Лернер И.М.**, Файзуллин Р.Р. заявитель и патентообладатель Ильин Г.И., Рябов И.В., Лернер И.М., Файзуллин Р.Р. – RU 2777024; заяв. 10.08.2020; опубл. – 01.08.2022. 2 с.

39. Способ аналого-цифрового преобразования и устройство для его осуществления / Рябов И.В., **Лернер И.М.**, Ильин Г.И. заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «ПГТУ» – RU 2696557; заявл. 21.11.18; опубл. – 2 с.

40. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2021615647 РФ. Программный комплекс для построения карт областей окон прозрачности и граничного времени установления информативных параметров ФМн-п- и АФМн-N-сигналов для радиотехнических систем передачи информации (РСПИ) / **И.М. Лернер**, Р.Р. Файзуллин; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ – № 2021614237; заявл. 31.03.21; опубл. 9.04.21. – 2 с.

41. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2021619969 Российская Федерация. Программный комплекс для оценки наименьшего числа реализаций модулирующей псевдослучайной последовательности ФМн-п- и АФМн-N-сигнала, необходимого для формирования цикло-стационарного процесса на выходе канала с памятью / **И.М. Лернер**; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ – № 2021619147; заявл. 11.06.21; опубл. 21.06.21. – 2 с.

42. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2022668160 РФ. Программа для построения вероятности ошибки на символ от его длительности для РСПИ ППИ с ФМн-N-сигналами, вызванной МСИ в частотно-селективных каналах связи / **И.М. Лернер**;

заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ – № 2022667521; заявл. 28.09.22; опубл. 4.10.22. – 2 с.

43. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2022667954 РФ. Программа для построения вероятности ошибки на символ от его длительности для РСПИ ППИ с АФМн-*N*-сигналами, вызванной МСИ в частотно-селективных каналах связи / **И.М. Лернер**; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ – № 2022666595; заявл. 12.09.22; опубл. 29.09.22. – 2 с.

44. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2021615057 РФ. Программа для аналитической оценки разрешающего времени и пропускной способности каналов связи с межсимвольными искажениями (МСИ), использующих ФМн-*n*-сигналы в радиотехнических системах передачи информации (РСПИ) / **И.М. Лернер**; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ № 2021614247; заявл. 31.03.21; опубл. 02.04.21. 2 с.

45. Свид. о гос. регистрации прог для ЭВМ 2021615058 РФ. Программа для аналитической оценки разрешающего времени и пропускной способности каналов связи с межсимвольными искажениями (МСИ), использующих АФМн-*n*-сигналы в радиотехнических системах передачи информации (РСПИ) / **И.М. Лернер**; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ. – № 2021614238; заявл. 31.03.21; опубл. 02.04.21. – 2 с.

46. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2021615163 РФ. Программа вычисления зависимостей эффективной памяти канала с межсимвольными искажениями от длительности символа для ФМн-*n* и АФМн-*N*-сигналов для радиотехнических систем передачи информации (РСПИ) / **И.М. Лернер**, Р.Р. Файзуллин ; заявитель и патентообладатель КНИТУ-КАИ. – № 2021614349; заявл. 31.03.21; опубл. 05.04.21. – 2 с.

47. Свид. о гос. регистрации прог. для ЭВМ 2019665776 РФ. ResCap / **И.М. Лернер**, В.В. Кадушкин, С.М. Чернявский; заявитель и патентообладатель Лернер И.М., Кадушкин В.В. – № 2019663612; заявл. 30.10.19; опубл. 28.11.19. – 2 с.