

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**СИСТЕМЫ синхронизации,
формирования и обработки
сигналов**

№1-2025 год

Главный редактор

Пестряков Александр Валентинович,

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиооборудование и Схемотехника,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Редколлегия:

Дмитриев Александр Сергеевич,

*д.ф.-м.н., профессор, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Москва, Россия*

Казаков Леонид Николаевич,

д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия

Карякин Владимир Леонидович,

*д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций
и информатики, Самара, Россия*

Рыжков Анатолий Васильевич,

*д.т.н., главный научный сотрудник, профессор, Московский технический университет
связи и информатики, Москва, Россия*

Строганова Елена Петровна,

*д.т.н., профессор, Начальник Испытательной лаборатории средств связи и вещания,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Учредитель:

ООО «ИД Медиа Пабlishер»

Номер подписан в печать 15.02.2025 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Носенко Ф.А., Ким Е.Д., Еремин И.А., Власюк И.В. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ВИДЕОКОНТРОЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПОТРЕБЛЕНИЯ МЕДИАКОНТЕНТА СТРИМИНГОВЫХ СЕРВИСОВ	4
Лялин А.О., Степанов С.Н., Степанов М.С. МОДЕЛИ И МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ ЗАЯВОК В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ	14
Елисеев С.Н., Степанова Н.В. ЗОНДИРОВАНИЕ СПЕКТРА МОДИФИЦИРОВАННЫМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ДЕТЕКТОРОМ В КАНАЛАХ С РЕЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ	20
Пестряков А.В., Финагина С.А. АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	25
Копылов А.М., Микенин А.Э. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТЫ С СИСТЕМОЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ	34
Кириллов Д.В., Степанова А.Г. ПРОГРАММНО АППАРАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ РАДИОКОНТРОЛЯ КАК СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ	39
Мекурна Э.З. АДАПТИВНАЯ ПОТОКОВАЯ ПЕРЕДАЧА ВИДЕО: АРХИТЕКТУРА, АЛГОРИТМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ	45

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ВИДЕОКОНТРОЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПОТРЕБЛЕНИЯ МЕДИАКОНТЕНТА СТРИМИНГОВЫХ СЕРВИСОВ

Носенко Фадей Александрович

Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия
fadey1nosenko@gmail.com

Ким Евгений Дмитриевич

Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия
blackmail@internet.ru

Еремин Иван Александрович

Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия
shadowdagger@mail.ru

Власюк Игорь Викторович

Московский Технический Университет Связи и Информатики, доцент, к.т.н., Москва, Россия
i.v.vlasiuk@mtuci.ru

Аннотация

Большая часть современного медиапотребления основана на видеоконтенте. Говоря о восприятии контента зрительной системой человека, важно учитывать эффективность его передачи и воспроизведения. Переход от аналогового телевидения к цифровому повлек за собой новые проблемы, среди которых: влияние алгоритмов сжатия на итоговое изображение, разрешающая способность матриц дисплеев, также артефакты компрессии. При просмотре видеоконтента с обычных телевизионных экранов у пользователя есть возможность скорректировать расстояние до дисплея: уменьшить его или же увеличить. Но в случае, если человек просматривает контент, например, со смартфона, то расстояние от глаз до экрана определяется, в большей степени, удобством положения устройства в руках, а не качеством изображения. Главной задачей в решении данной проблемы является адаптация традиционных подходов к оценке качества изображения, таких как коэффициент Келла для аналогового телевидения, к реалиям текущего периода времени. В представленной работе предложен новый подход к разработке коэффициента, который будет учитывать специфику цифровой обработки видеоданных и параметры видеокодирования. Применение предложенного подхода позволит улучшить объективную оценку качества цифрового видео и повысит эффективность современных телевизионных систем в условиях растущих требований пользователей к качеству медиаконтента, а также позволит подобрать оптимальные параметры характеристик дисплея.

Ключевые слова

Зрительная система человека, цифровое телевидение, видеокодек, компрессия, разрешение, коэффициент, битрейт.

Введение

Аналоговая телевизионная система на протяжении большей части XX века оставалась основным стандартом передачи видеoinформации. Одна из ее особенностей заключается в передаче изображения через непрерывный аналоговый сигнал. Важнейшим параметром аналоговой телевизионной системы, который определяет качество изображения, является разрешение, изменяющееся количеством строк разложения кадра. Стандарт NTSC включается в себя 525 строк, а стандарт PAL – 625.

В дальнейшем стало ясно, что четкость изображения, которое воспринимает зрительная система человека, значительно ниже заявленной. Всею виной дискретизация изображения в виде отдельных строк, чересстрочная развертка и ограничения, вызванные динамическими свойствами передаваемого сигнала. Данный способ нес за собой внушительные потери в восприятии четкости, когда объекты на экране находились в движении.

Возникшая проблема была решена Рэймондом Дэвисом Келлом, более известным как Рэй Келл – американский исследователь XX века в области телевидения в RCA (Radio Corporation of America), который был одним из первых, кто начал разрабатывать цветное телевидение. Келл рассчитал коэффициент, представляющий параметр, применяемый в аналоговом телевидении для итоговой оценки фактически-эффективного разрешения изображения, впоследствии названный в его же честь. В силу физических особенностей экранов аналоговых телевизоров непрерывное отображение строк в аналоговом телевидении все

равно приводило к снижению воспринимаемого разрешения. Данный коэффициент учитывал потери и предотвращал появление артефактов искажения. Как правило, коэффициент Келла принимался равным 0.7, то есть фактическое разрешение составляло примерно 70% от заявленного.

Расчет коэффициента был необходим, так как ограничение полосы пропускания сигнала вызывала эффект наложения периодических структур. Так как в аналоговых устройствах частота дискретизации и формат отображения могут не совпадать, то это, в свою очередь, ведет к искажениям изображения. Поэтому, коэффициент Келла учитывал физические ограничения аналоговых устройств и выступал в роли поправки, и его использование стало стандартом при проектировании телевизионных аналоговых систем, обеспечивая как качество изображения, так и ограничение частоты пропускания.

Постепенно человечество начало переход к цифровым телевизионным системам, в которых изображение представлено в виде пикселей, а качество сигнала определяется множеством факторов по сравнению с аналоговым типом передачи данных, например: алгоритм сжатия, разрешение матрицы дисплея, кодирование и декодирование, постобработка видео. Все это повлекло за собой новые проблемы: артефакты сжатия изображения, ступенчатые линии и шум. Традиционный коэффициент Келла не охватывает решения данных проблем, а это подталкивает нас к разработке нового коэффициента, роль которого будет схожа с традиционным вариантом, но нацеленным на цифровое телевидение. Данная работа затрагивает эти вопросы и нацелена на предложение нового решения, которое учитывало бы все основы цифровой обработки, а также зрительного восприятия человека изображения [1, 2, 4, 6, 9, 10, 14-21].

Строение зрительной системы человека

Наше зрительное восприятие начинается с глаза и непосредственно зависит от его анатомической структуры [7]. На рисунке 1 представлены основные элементы оптической системы человеческого глаза. Глаз работает аналогично фотокамере. Роговица и хрусталик действуют совместно (подобно тому, как действуют вместе линзы фотообъектива), фокусируя видимый мир на сетчатой оболочке глазного дна, которая, в свою очередь, подобна фотопленке или иному светочувствительному материалу. Эти и другие структуры оказывают радикальное влияние на наше цветовое восприятие.

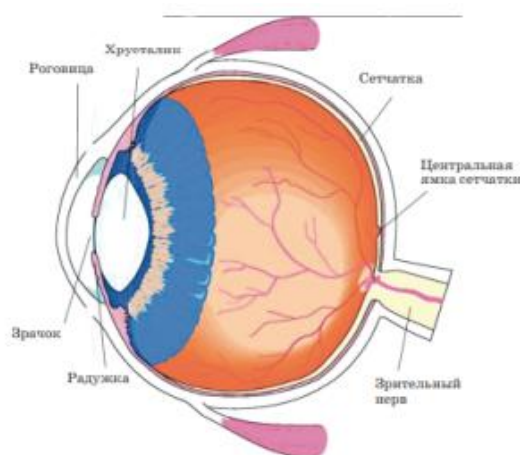


Рис. 1. Устройство человеческого глаза

В рамках данной работы из устройства человеческого глаза рассмотрению будут подвержена сетчатка с её колбочковыми фоторецепторами.

Первый слой сетчатки (рис. 2) – фоторецепторы (палочки и колбочки). Вертикальная обработка сигнала идет через слои сетчатки по цепочке и может быть смоделирована путем отслеживания связей клеток друг с другом – фоторецепторов с биполярными клетками, биполярных клеток с ганглиозными (аксоны последних формируют зрительный нерв). На каждом из этих этапов выявляются синапсы, где передача сигнала замедляется. Так происходит потому, что весь массив фоторецепторов обеспечивает входной сигнал для множества биполярных клеток, а множество биполярных клеток обеспечивает входной сигнал для множества ганглиозных [7].

Сеть клеток внутри сетчатки представляет собой сложный «графический компьютер», в котором информация от 130 миллионов фоторецепторов может быть редуцирована примерно в 130 раз, для передачи одному миллиону ганглиозных клеток, при этом без потери визуально значимых данных.

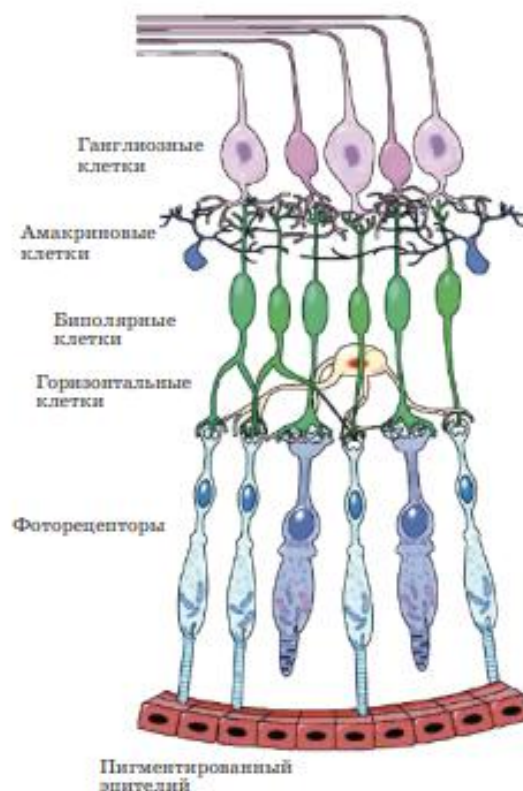


Рис. 2. Схема клеток сетчатки человеческого мозга

Функциональным отличием между палочками и колбочками является то, что при низких уровнях яркости (к примеру, меньших чем 1 cd/m^2) зрение обеспечивают только палочки, в то время как колбочки работают при более высоких уровнях яркости. Переход от палочкового зрения к колбочковому – один из механизмов, благодаря которым наше зрение функционирует в большом диапазоне уровней яркости: на высоких уровнях яркости (к примеру, выше чем 100 cd/m^2) палочки полностью насыщаются и функционируют только колбочки. На промежуточных уровнях яркости и палочки, и колбочки функционируют совместно. Зрение, при котором активны только палочки, называется скотопическим зрением, а зрение, обеспеченное только колбочками, именуется фотопическим. Термин мезопическое зрение относится к зрению, обеспеченному одновременной активностью палочек и колбочек.

Пространственные характеристики зрительного анализатора определяются воспринимаемыми глазом размерами предметов и их расположением в пространстве. К ним относятся: острота зрения, поле зрения и объем зрительного восприятия.

Остротой зрения называется способность глаза различать мелкие детали предметов. Она определяется величиной, обратной тому минимальному размеру предмета, при котором он различим глазом. Острота зрения зависит от уровня освещенности, расстояния до рассматриваемого предмета и его положения относительно наблюдателя, возраста. Так, например, острота зрения под углом 10 градусов в 10 раз меньше, а под углом 30 градусов – в 23 раза меньше, чем прямо перед собой.

Важной характеристикой зрительного восприятия является его объем: число объектов, которые может охватить человек в течение одной зрительной фиксации. Обнаружено, что при предъявлении не связанных между собой объектов объем восприятия составляет 4-8 элементов. Последние исследования показывают, что объем воспроизведенного материала определяется не столько объемом восприятия, сколько объемом памяти.

Условно все поле зрения можно разбить на три зоны: центрального зрения (4 градуса), где возможно наиболее четкое различение деталей; ясного видения (30-35 градусов), где при неподвижном глазе можно опознать предмет без различных мелких деталей; периферического зрения (75-90 градусов), где предметы обнаруживаются, но не опознаются. Зона периферического зрения играет большую роль при ориентации во внешней обстановке.

Большую роль в процессе зрительного восприятия играют движения глаз. Они делятся на два больших класса: поисковые (установочные) и гностические (познавательные). С помощью поисковых движений

осуществляется поиск заданного объекта, установка глаза в исходную позицию и корректировка этой позиции. Длительность поисковых движений определяется углом, на который перемещается взор.

К гностическим относятся движения, участвующие в обследовании объекта, его опознавании и различении его деталей. Основную информацию глаз получает во время фиксации, т.е. во время относительно неподвижного положения глаз, когда взор пристально устремлен на объект. Во время скачка глаз почти не получает никакой информации. Результаты исследований показывают, что общее время фиксаций составляет 90-95% от времени зрительного восприятия.

Фиксации неотделимы от микродвижений глаз если искусственно стабилизировать изображение на одном месте сетчатки, то уже через 1-3 с испытуемый перестает что бы то ни было видеть. Устанавливается так называемое пустое поле, которое не кажется темным, но на нем не различается никаких деталей. В естественных условиях все три типа движений (дрейф, тремор, скачки) обеспечивают перемещение изображения по сетчатке даже в тех случаях, когда человек считает, что его глаза неподвижны, таким образом, предотвращается появление пустого поля. Из этого можно сделать вывод, что человеческий глаз замечает артефакты лучше у движущихся объектов на изображении, потому что меняется контраст.

Помимо строения зрительной системы человека, нельзя не упомянуть о ее математической модели контрастной чувствительности раннего зрения [11], которая показывает, каким образом мозг создает сложные визуальные изображения на основе относительно скудной зрительной информации. На основе такой модели можно предсказать, какие искажения могут возникнуть при потреблении видеоконтента в низком качестве. На рисунке 3 изображена системная модель для различных уровней яркости пикселя. Она демонстрирует, что форма характеристики порога контрастности имеет относительно небольшую зависимость от яркости пикселей несмотря на то, что общий порог контрастности меняется в зависимости от них. По графику видно, что если временная частота увеличивается, то пространственные частоты, которые увидеть легче, быстрее станут незаметными, чем те пространственные частоты, которые отличить от фона немного сложнее.

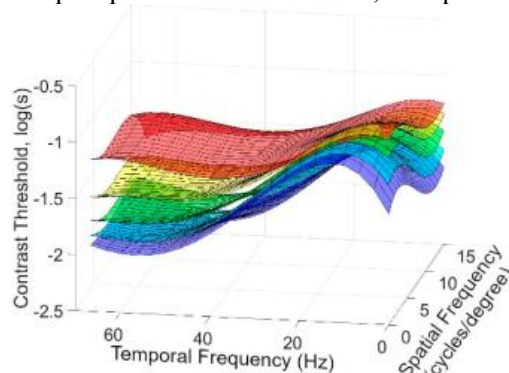


Рис. 3. Системная модель для различных уровней яркости пикселей

Исследование особенностей цифрового телевидения

Передача видеофайлов без сжатия требует огромного количества места для хранения, например, несжатое Full HD-видео (1080p) при 30 кадр/с (FPS) будет занимать примерно 10,93 ГБ/мин, а видео с разрешением в 8k UHD (4320p) при том же значении FPS уже 172,8 ГБ/мин.

Для решение данной проблемы были изобретены видеокодеки, представляющие собой алгоритм или программу для сжатия и восстановления данных. Таким образом, данное аппаратное решение позволяет уменьшить размер видеофайла для его быстрой передачи по сети, а затем восстановить и воспроизвести на экране пользователя без видимых потерь в качестве изображения.

Современные кодеки так же учитывают психофизические особенности зрения человека, основываясь на математических моделях зрительной системы, для достижения эффективного сжатия видео без видимых визуальных потерь для пользователя. Однако, стоит отметить, что математическая модель в видеокодеках упрощенная, так как не зависит ни от каких параметров, например, контрастность, яркость, цветовой баланс и др. Это, в свою очередь, дает понимание о том, что сжатие видео требует адаптации для комфортного просмотра контента, так как для современных мультимедийных устройств существует линейная зависимость между порогом логарифмической контрастности и пространственной частотой.

По данным компания Digiarty Software [12] видеокодек H.264 (AVC) является наиболее широкоиспользуемым видеокодеком в современном цифровом мире. Алгоритм применяет различные методы уменьшения объёма данных, путем устранения избыточности в пространственной и временной областях. Так или иначе, эффективность современных алгоритмов сжатия не дает полного положительного эффекта, и они не

лишены недостатков, таких как: артефакты компрессии, потери при квантовании, проблемы с интерполяцией и масштабированием, динамические искажения.

Коэффициент Келла был выявлен для аналогового телевидения и применялся для учёта потерь разрешения изображений, связанных с динамическими эффектами и чересстрочной разверткой. Однако, при переходе к цифровому телевидению, где потери качества изображения обусловлены, в первую очередь, сжатием, квантованием и интерполяцией, данного коэффициента недостаточно для корректной оценки реального восприятия изображения.

При снижении битрейта изображения с 10 до 2 Мбит/с при стандартном разрешении (Full HD) ухудшение воспринимаемой чёткости составляет свыше 50%, что схоже с коэффициентом Келла для аналоговых систем. Это означает необходимость адаптации традиционного подхода сжатия к условиям цифрового телевидения для отражения объективной оценки реального качества и улучшения изображения. Таким образом, разработка нового коэффициента для цифрового телевидения поможет в работе с особенностями цифровой передачи информации и обработкой сигнала. Это будет являться большим и важным шагом в совершенствовании методологии оценки качества современных телевизионных систем.

Влияние компрессии видеокодека H.264 на субъективное разрешение изображения

Основная цель кодирования видео – повысить эффективность и максимально снизить битрейт. H.264 устраняет избыточность с помощью межкадрового предсказания и пространственную избыточность с помощью внутрикадрового предсказания.

В рамках данной работы, в первую очередь, требуется рассмотреть те этапы кодирования видеокодека, которые влияют на внутрикадровое качество, субъективное разрешение.

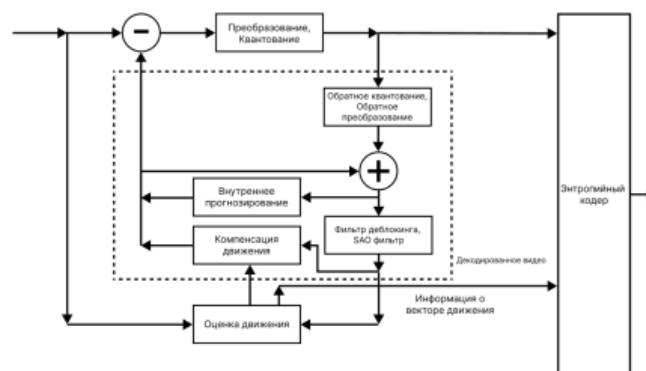


Рис. 4. Схема кодера видеокодека H.264

Наибольшие потери качества возникают на этапе преобразования и квантования, именно тут производится управление степенью сжатия изображения. Квантование в идеальных условиях должно совпадать с характеристиками математической модели зрения человека. Как уже известно, данные модели [11] адаптируются к яркости, контрасту и пространственно-временной частоте объектов. В видеокодеках данные параметры являются статичными, что делает совпадение невозможным. Высокий уровень квантования может также привести к сильному изменению низкочастотных коэффициентов, что приведет к распаду изображения на различимые пользователем квадраты. Потери в высокочастотных коэффициентах при квантовании приводят к появлению артефактов вокруг контуров с резким изменением цвета.

Также, на потери субъективного качества влияет внутрикадровое предсказание. Так как значение битрейта фиксированное, то в случае передачи большой ошибки предсказания качество будет хуже, так как передаются дополнительные данные. Неоптимальный выбор режима предсказания ведет к увеличению ошибки предсказания, что, в свою очередь, также негативно скажется на итоговом качестве изображения.

Помимо квантования и внутрикадрового предсказания влияние на ухудшение субъективного качества оказывают SAO фильтр, фильтр деблокинга и энтропийный кодер.

Почти все современные видеокодеки построены на первоначальной базе MPEG-4(H.264), но с определенными доработками и усовершенствованиями. Они превосходят по своим показателям и структуре H.264, однако являются более требовательными к конечному устройству. Поэтому видеокодек H.264 все еще достаточно активно используется в разных сферах в силу своей простоты и универсальности, и именно этот кодек будет задействован для проведения экспериментов.

Артефакты сжатия при видеокодировании

Артефакты сжатия – искажения, появляющиеся во время сжатия видеопоследовательности. Они дают о себе знать благодаря потере визуального качества изображения. Больше всего они заметны при сжатии с потерями. Алгоритмы сжатия с потерями завязаны на модели человеческого восприятия, позволяющей игнорировать незначительные искажения в видео. Но при сильном повышении степени сжатия искажения начинают себя проявлять в виде артефактов. Например, межкадровое и внутрикадровое сжатия кодеков H.264 и H.265 влекут за собой возникновение дополнительных артефактов по мере их работы.

Существуют различные методы для борьбы с артефактами сжатия, например, повышение или использование переменного битрейта и выбор более качественных кодеков. Существует также и технология хроматической субдискретизации (4:2:0), уменьшающая артефакты цветовой компрессии и при этом не занимающая большой объем памяти файла.

Описание экспериментов

В основе данного исследования лежит методология поиска оптимального размера дисплея в помещении [3] с целью оптимизации и корректировки расчетов. Отличительной чертой данного исследования является отсутствие типичного выбора оптимального изображения.

В рамках экспериментов использовалась база данных LIVE Livestream Release, состоящей из 110 несжатых видеороликов с двумя разрешениями (Full HD и 4K) и со скоростью 25 и 30 кадров в секунду. Общие условия просмотра для субъективных оценок в домашних условиях, были созданы в соответствии с рекомендацией МСЭ-R BT.500-15 [5]. Для проведения экспериментов использовался монитор с разрешающей способностью 4K (3840x2160) с целью возможности отображения кастомных разрешений, искусственно увеличенных на основе несжатого ролика с качеством Full HD и формата .uuv.

В данной работе будут произведены следующие эксперименты на основе методики субъективной оценки качества телевизионных изображений [5]: испытываемому будут показываться по очереди последовательности, подвергшиеся сжатию и эталонная.

Сначала видеопоследовательности будут показываться с одинаковым разрешением для того, чтобы испытываемый мог убедиться в том, что на последовательности, которая подвергалась сжатию, заметны искажения и потери качества. После чего на видео, которое было подвержено сжатию, будет увеличиваться разрешение до тех пор, пока итоговые видеопоследовательности не станут одинаковыми по субъективной оценке пользователя. Эксперименты проводились с видеороликами разрешения Full HD, так как данное разрешение является наиболее популярным во всем мире [13].

На основе проведенных тестов и полученных значений будет рассчитан коэффициент субъективного снижения четкости изображения, подвергаемого сжатию при различных значениях коэффициента сжатия видеокодека. Данный коэффициент может позволить рассчитать новый «Оптимальный размер дисплея в помещении» с учетом потери качества видео, которое было подвержено сжатию. Значения рекомендованного битрейта, приведенные в таблице 4, были заимствованы из раздела рекомендуемых настроек кодирования компании Google [8].

Таблица 1

Значения рекомендованного битрейта для видео с разными разрешениями и частотой кадров

Платформа/качество/частота кадров	Рекомендованный битрейт, Мбит/с
Google/2160p/60	53-68
Google/1440p/60	24
Google/1080p/60	12
Google/720p/60	7,5
Google/1080p/30	8
Google/720p/30	5

Таблица 2

Значения фактического битрейта для видео с разными разрешениями и частотой кадров

Платформа/качество/частота кадров	Фактический битрейт, Мбит/с
Google/2160p/60	42
Google/1440p/60	18,8
Google/1080p/60	12,6
Google/1080p/30	6,7
Google/720p/60	4,8
Google/720p/30	3,9

Первая таблица показывает, какой битрейт рекомендуют устанавливать разные площадки для передачи видео (в том числе YouTube), учитывая различные параметры видеопоследовательности, в частности, разрешение изображения и количество кадров в секунду. Так как в открытом доступе нет фактического значения битрейта, было принято решение узнать эти показатели опытным путем.

Для проведения эксперимента был использован видеохостинг YouTube, с которого использовались видеопоследовательности. Всего было протестировано более 100 роликов с различными параметрами (разрешение, частота кадров). Фактическое значение битрейта определялось в программе VLC media player. Для каждого пресета параметров в таблице было выбрано максимальное зафиксированное значение битрейта. Было замечено, что для всех пресетов фактический битрейт оказался ниже рекомендованного. Выявленные отличия между рекомендованным и фактическим битрейтами подтверждают несоответствие итогового разрешения видеопоследовательности с исходным.

С открытого источника датасета предварительно было скачено семь видеопоследовательностей формата .yuv (несжатые видеофайлы). Просмотр осуществлялся при помощи программы yuvplayer (рис. 5).



Рис. 5. Программа YUVPlayer

Затем с помощью ffmpeg и, непосредственно, взаимодействуя с командной строкой было проведено преобразование видео формата .yuv с разрешением 4K (3840x2160) в видеопоследовательность этого же формата с разрешением Full HD (1920x1080).

```
ffmpeg -s 3840x2160 -pix_fmt yuv420p -i input_4K.yuv -vf scale=1920:1080 -sws_flags lanczos -pix_fmt yuv420p -s 1920x1080 output_FullHD.yuv
```

Команда, прописанная в cmd для преобразования несжатого видео по разрешению

Преобразованная видеопоследовательность была определена как эталонная (с которой будет производиться сравнение). Для проведения эксперимента и сравнения требовались сжатые видеоролики. Повторно используя командную строку, было проведено сжатие исходного (несжатого) видеоролика до разрешения Full HD. Для сжатия использовался видеокодек стандарта H.264 с контролируемым сжатием (CRF = 23), контролируемой скоростью кодирования (preset = medium), предварительно установленным битрейтом (8 Мбит) и цветовым форматом (yuv420p).

```
ffmpeg -s 3840x2160 -pix_fmt yuv420p -i orig4K_30fps_c.yuv -vcodec libx264 -b:v 8000k -crf 23 -preset medium -pix_fmt yuv420p -s 2592x1458 d35.mp4
```

Команда, прописанная в cmd для сжатия видеопоследовательности

Каждая видеопоследовательность (семь различных видеороликов, взятых из датасета) была подвержена преобразованиям до кастомных разрешений (MP4 Full HD + шаг 5%), таблица 3.

Таблица 3

Используемые разрешения при проведении экспериментов

Разрешение, pix	Относительное увеличение в процентах, Full HD + %
2112x1188	Full HD + 10%
2208x1242	Full HD + 15%
2304x1296	Full HD + 20%
2400x1350	Full HD + 25%
2496x1404	Full HD + 30%
2592x1458	Full HD + 35%
2688x1512	Full HD + 40%
2784x1566	Full HD + 45%
2880x1620	Full HD + 50%
2976x1674	Full HD + 55%

Изначально эксперименты проводились с значениями CRF и preset по умолчанию, для которых коэффициент сжатия был равен 85,21. Для данного коэффициента сжатия видеопоследовательность формата MP4 увеличивалась до разрешения 2496x1404 (Full HD + 30%).

При увеличении коэффициента сжатия данное разрешение стало субъективно визуально хуже эталонной видеопоследовательности, поэтому рамки разрешения сжатого видео были расширены до 2976x1674.

По результатам экспериментов было получено 210 субъективных оценок видеопоследовательностей для каждого используемого коэффициента сжатия. По следующей формуле рассчитывалось среднее значение оценки:

$$\bar{u}_{jkr} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_{ijkr}$$

где u_{ijkr} – оценка наблюдателя i для условия испытания j , последовательности/изображения k , количества повторов r , N – число наблюдателей.

Сам коэффициент субъективного снижения четкости определялся по формуле:

$$K = \frac{1}{1+n}$$

где: n – процентное увеличение разрешения видеопоследовательности формата MP4.

Следующим этапом было проведение аналогичных опытов для шести различных коэффициентов сжатия видеокодека. Для каждого из значений коэффициента сжатия был получен свой коэффициент субъективного снижения четкости, однако, эталонным значением коэффициента будет то, которое соответствует коэффициенту сжатия по умолчанию (табл. 4).

Таблица 4

Используемые коэффициенты сжатия и соответствующие им коэффициенты субъективного снижения четкости изображения

Коэффициент сжатия	Субъективный коэффициент
2,25	0,961
5,71	0,928
85,21	0,829
312,56	0,792
581,31	0,743
901,45	0,699

Расчет стандарта отклонения для каждой видеопоследовательности производился по следующей формуле:

$$S_{jkr} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(\bar{u}_{jkr} - u_{ijkr})^2}{(N-1)}}$$

Учитывая вышеприведенные формулы, была построена зависимость коэффициента субъективного снижения четкости от коэффициента сжатия для одной из видеопоследовательностей с учетом стандартного отклонения (рис. 6).

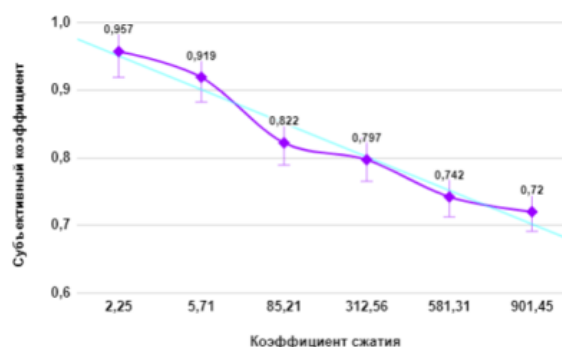


Рис. 6. График зависимости субъективного коэффициента от коэффициента сжатия для первой видеопоследовательности

Данная зависимость была найдена для всех семи видеопоследовательностей (рис. 7).

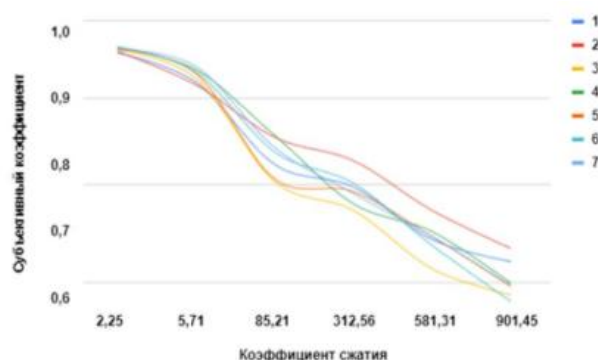


Рис. 7. График зависимостей субъективного коэффициента от коэффициента сжатия для всех используемых видеороликов

Методология поиска оптимального размера дисплея в помещении не учитывала коэффициент субъективного снижения четкости, что подразумевает недостоверность ее расчетов, так как данный метод не учитывает артефакты и потерю качества видеотрансляций при их сжатии. Следовательно «оптимальное» расстояние, рассчитанное по данному методу, не гарантирует комфортного качества воспроизводимого на дисплее контента.

Таким образом, в цифровом телевидении коэффициент Келла примерно равен 0,83. Ниже приведен график зависимости Келл-фактора от коэффициента сжатия (рис. 8).

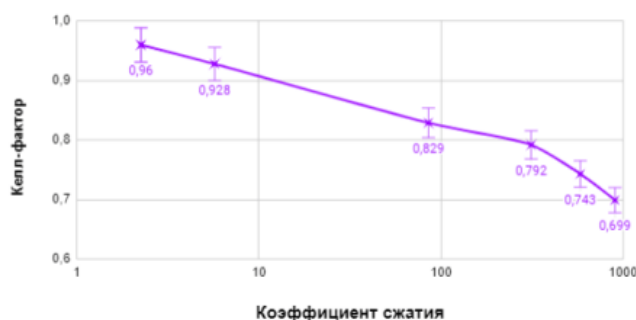


Рис. 8. График зависимости Келл-фактора от коэффициента сжатия

Заключение

Доказав, что фактическое разрешение видео не соответствует ожидаемому в видеотрансляциях, можно сделать вывод о том, что рекомендуемый популярными стриминговыми платформами битрейт не корректен, так как после сжатия видеокодеком качество файла понижается, значит, что и битрейт должен быть ниже рекомендованного. Это подтверждает исследование, проведенное в данной работе, о том, что фактический битрейт ниже, чем рекомендованный [8].

В рамках данной работы коэффициент был рассчитан для сжатия видео с разрешением 1920x1080p с использованием видеокодека H.264, соответственно, при сжатии видео другим стандартом – коэффициент будет отличаться.

Используя полученный и адаптированный коэффициент можно подкорректировать расчеты в методологии поиска оптимального размера дисплея в помещении [3]. Методология основана на трех основных параметрах:

- 1) Расстояние до дисплея;
- 2) Разрешение дисплея;
- 3) Размер экрана.

Изменяя эти параметры, можно откорректировать методологию с учетом рассчитанного коэффициента. Далее будут описаны возможные варианты решения:

- 1) Уменьшение размера дисплея на 15-20%.
- 2) Увеличить расстояние между экраном и зрителем на 20-25%.

3) Увеличение разрешения дисплея. Так как стандартные разрешения идут с шагом, больше, чем 20-25%, то это позволит уменьшить расстояние от дисплея примерно на 20% по сравнению с исходным, которое используется в методологии, или увеличить размер экрана примерно на 20%.

Литература

1. Архипцев С., Лукьянов Д. Сравнительный анализ методов видеокодирования стандартов ITUT H.264AVC/MPEG4 Part10 и H.265 HEVC // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 1. С. 20-28.
2. Игорь Г. Особенности сжатия видеоданных по рекомендации H.264 // Компоненты и технологии. 2006. № 2. С.4-9.
3. Ким Е.Д., Еремин И.А., Носенко Ф.А., Митрофанов И.А., Егоров Д.А. Методология поиска идеального размера дисплея в помещении // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2023. № 4. С. 19-23.
4. Уорд П. Работа с цифровой видеокамерой. М.: Мир, 2001. 53 с.
5. Рекомендация МСЭ-R BT.500-15. Методики субъективной оценки качества телевизионных изображений, 2023 г.
6. Grois D., Detlev M., Tung N., Ofer H. Comparative Assessment of H.265. MPEG-HEVC, VP9, and H.264. MPEG-AVC Encoders for Low-Delay Video Applications // Applications of Digital Image Processing XXXVII, 2014. P. 12.
7. Fairchild M.D. Color Appearance Models, 2004.
8. Справочный центр Google [Электронный ресурс]. URL: <https://support.google.com/youtube/answer/1722171?hl=ru> (дата обращения: 19.12.24).
9. Shubhum H. 2K vs 4K: Difference between 2K and 4K Resolutions [Электронный ресурс] // Gumlet. 2024. URL: <https://www.gumlet.com/learn/2k-vs-4k/#what-is-4k-resolution> (дата обращения: 21.12.24).
10. Archana N., Menaka R., Vasanth Raj P.T., Keerthivasan G., Kumar N. Optimized Sample Adaptive Offset Filter in HEVC [Электронный ресурс] // Wiley. Online Library. 2022. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1155/2022/1144179#bib-0008> (дата обращения: 21.12.24).
11. Mozhaeva A., Cree M.J., Durrant R.J., Vlasuyk I., Potashnikov A., Mazin V., Streeter L. A contrast sensitivity model of the human visual system in modern conditions for presenting video content [Электронный ресурс] // Plos.one. 2024. URL: <https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0303987> (дата обращения: 22.12.24).
12. Hwung C. Best Video Codecs as of 2024: A Beginner Guide [Электронный ресурс] // Digiarty. 2024. URL: <https://www.videoproc.com/resource/best-video-codec.htm> (дата обращения: 10.01.25).
13. Statcounter GlobalStats. Desktop Screen Resolution Stats Worldwide [Электронный ресурс] // StatCounter. 2021. URL: <https://gs.statcounter.com/screen-resolution-stats/desktop/worldwide/#monthly-202101-202111-bar> (дата обращения: 12.01.25).
14. Ivanchev V.V., Vlasuyk I.V., Stroganova E.P. Objective assessment of colours' warmth // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 1. С. 44-50.
15. Степанов Н.С., Матуа Д.Д., Мазин В.А., Вотяков С.Ю., Винецкий В.В., Власюк И.В. Анализ текущих алгоритмов вычисления области регионов интереса пользователей при потоковой передаче видеоконтента // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 2. С. 27-32.
16. Власюк И.В., Узеев А.А., Пахомова Е.А. Исследование методов коррекции изображений с расширенным динамическим диапазоном для воспроизведения на устройствах с ограниченными параметрами отображения // Телекоммуникации и информационные технологии. 2023. Т. 10. № 1. С. 135-144.
17. Mozhaeva A., Vashenko E., Selivanov V., Potashnikov A., Vlasuyk I., Streeter L. Analysis of current video databases for quality assessment // T-Comm. 2022. Т. 16. № 2. С. 48-56.
18. Власюк И.В., Киселева А.С. Анализ эффективности безреференсных метрик применительно к оценке качества видео при потоковой передаче // Телекоммуникации и информационные технологии. 2022. Т. 9. № 2. С. 65-74.
19. Кремлева Э.А., Власюк И.В. Оценка эффективности методов визуализации одноканальных изображений в условных цветах // Телекоммуникации и информационные технологии. 2021. Т. 8. № 1. С. 29-37.
20. Valitskaya N.S., Vlasuyk I.V., Potashnikov A.M. Video compression method on the basis of discrete wavelet transform for application in video information systems with non-standard parameters // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 3. С. 47-53.
21. Потапищников А.М., Власюк И.В. Метод построения равноконтрастного цветового пространства для заданной системы отображения информации и условий контроля // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 4. С. 15-22.

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ ЗАЯВОК В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Лялин Артемий Олегович,
МТУСИ, студент, магистр, Москва, Россия
artemij0208@gmail.com

Степанов Сергей Николаевич,
МТУСИ, доктор технических наук, профессор, Москва, Россия
s.n.stepanov@mtuci.ru

Степанов Михаил Сергеевич,
МТУСИ, доцент кафедры, кандидат технических наук, Москва, Россия
m.s.stepanov@mtuci.ru

Аннотация

В статье рассмотрены основные подходы к управлению трафиком и ресурсами в мультисервисных узлах связи с учетом разнородных типов трафика: реального времени, эластичного и IoT. Проанализированы механизмы приоритизации, ограничения доступа и динамического распределения ресурсов, позволяющие снижать потери заявок при ограниченной пропускной способности сети. Особое внимание уделяется архитектуре и технологиям LTE, включая NB-IoT, обеспечивающим эффективную поддержку широкого спектра приложений от видеоконференций до массовых IoT-устройств. Приведены ключевые аспекты функционирования механизмов QoS, а также описаны основные проблемы совместной обработки трафика с различными требованиями к задержке и пропускной способности. На основе проведенного анализа показано, что интегрированное использование процедур приоритизации и ограничения доступа способствует повышению устойчивости мультисервисных узлов и снижению вероятности отказов в обслуживании.

Ключевые слова

мультисервисные узлы, QoS, LTE, NB-IoT, приоритизация, ограничение доступа, пропускная способность, трафик IoT.

Введение

Современные узлы связи обслуживают разнородные категории трафика, начиная от высокоприоритетных мультимедийных потоков и заканчивая малыми периодическими запросами от устройств Интернета вещей [1, 7-23]. Это приводит к повышенным требованиям к пропускной способности, задержке и надежности. При этом ресурсы сети (полоса пропускания, количество каналов, мощность передатчиков и т.д.) не всегда могут масштабироваться пропорционально увеличению числа абонентов [2]. В подобной ситуации остро стоит вопрос минимизации потерь заявок, возникающих при исчерпании доступных ресурсов.

Для обеспечения устойчивой работы необходимо использовать гибкие механизмы ограничения доступа, распределения пропускной способности и приоритизации, позволяющие обрабатывать неоднородные потоки данных в реальном времени. Все это делает задачу снижения доли отклоненных заявок одной из приоритетных в сфере телекоммуникаций.

Классификация и характеристики трафика

В современных мультисервисных системах ключевую роль играют три основных типа трафика:

Потоки реального времени (Real-time), к которым относятся голосовые вызовы, IPTV (Internet Protocol Television), видеоконференции. Они крайне чувствительны к задержкам и требуют стабильной полосы пропускания [3]. Потеря даже небольшого числа пакетов способна серьезно ухудшить качество обслуживания.

Эластичные потоки (Elastic traffic), характерные для веб-приложений, загрузки больших файлов, работы в облаках [4]. Такие приложения терпимы к временным колебаниям скорости передачи и обычно не критичны к незначительному увеличению задержки. Это дает возможность динамического перераспределения ресурсов в пользу более приоритетных задач.

Трафик Интернета вещей (Internet of Things – IoT), в основном представленный периодическими передачами малых объемов данных от многочисленных устройств [5]. Сама по себе каждая IoT-сессия не требует значительной полосы, но при массовом подключении тысяч и миллионов сенсоров суммарная нагрузка

оказывается немалой. При этом такие устройства могут нуждаться в повышенной надежности и минимальном потреблении энергии.

Ключевая задача мультисервисного узла – удовлетворять требования всех категорий трафика, не допуская взаимного негативного воздействия. При этом наиболее строгие параметры обычно предъявляет трафик реального времени: задержки свыше нескольких десятков миллисекунд могут приводить к искажениям в голосе и потере синхронизации в видеопотоке. Эластичные потоки могут временно снизить скорость передачи или встать в очередь, не оказывая критичного влияния на пользовательский опыт. Наконец, IoT-трафик, несмотря на малый средний объем, часто должен передаваться достаточно регулярно, с учетом приоритетов и ограничений по питанию.

Совместная обработка столь различных классов создает риск перегрузки узла. Приоритизация трафика (через механизмы Priority Queuing, Weighted Fair Queuing и др.) позволяет направлять первоочередные ресурсы на критичные сервисы в момент пиковых нагрузок. Однако сверхжесткое ограничение доступа может приводить к чрезмерному росту числа отказов для менее приоритетных приложений. Таким образом, требуется тонкая балансировка, учитывающая тип трафика, его чувствительность к задержкам и другие параметры качества обслуживания (QoS).

Архитектура мультисервисных узлов на базе LTE

Мультисервисные узлы в сетях LTE (Long Term Evolution) реализуют ряд функциональных модулей для динамического управления ресурсами и регулирования входящего трафика. Важным инструментом является применение пуассоновских моделей потока заявок, позволяющих прогнозировать статистические характеристики поступления пакетов. На этой основе определяют вероятности отказа и оценивают, в каких пределах ресурсная база может эффективно удовлетворять поступающий трафик.

Особую роль играет Admission Control, управляющий приемом новых соединений в зависимости от загрузки системы. Если планка ресурса уже достигнута, часть заявок либо отклоняется (жесткое ограничение), либо принимает условия с пониженным приоритетом (мягкое ограничение). Такой подход дает операторам связи возможность поддерживать требуемый уровень качества обслуживания у уже обслуживаемых абонентов.

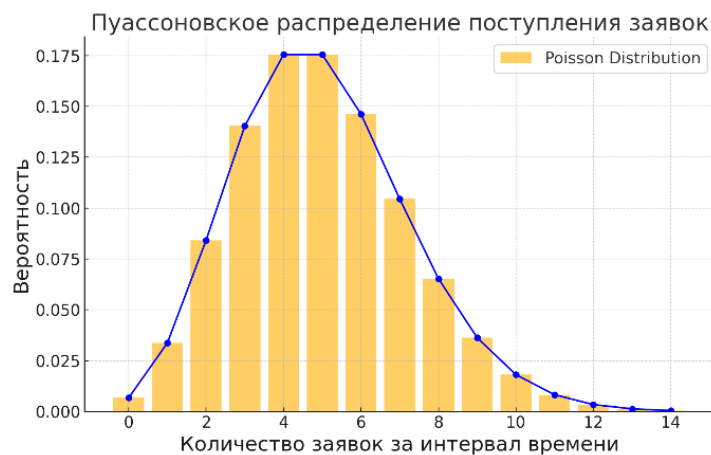


Рис. 1. Пуассоновское распределения поступления заявок

На рисунке 1 демонстрируется вероятностное распределение количества заявок, поступающих за фиксированный интервал времени. График показывает, что наиболее вероятным является определенное количество заявок (в данном случае, 4-6), в то время как вероятность появления значительно меньшего или большего числа заявок снижается. Это распределение активно используется при моделировании нагрузки на мультисервисные узлы.

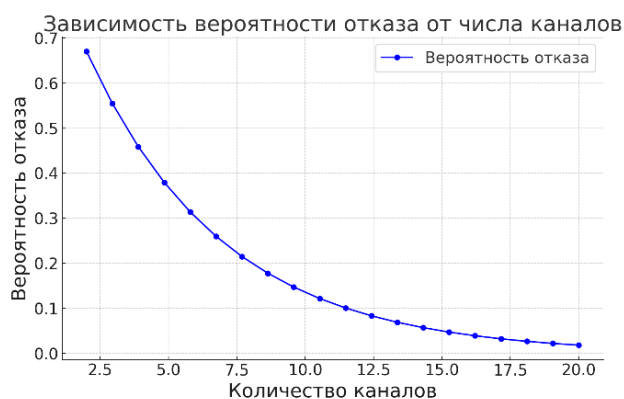


Рис. 2. Зависимость вероятности отказа от числа каналов для мультисервисного узла связи

Стандарт LTE, опирающийся на архитектуру EPC (Evolved Packet Core), объединяет в себе несколько ключевых узлов [6]:

- MME (Mobility Management Entity), ответственный за управление мобильностью и сигнализацией.
- S-GW (Serving Gateway) и P-GW (Packet Data Network Gateway), выполняющие функции маршрутизации и выхода во внешние сети.
- PCRF (Policy and Charging Rules Function), обеспечивающий политику тарификации и распределения ресурсов.
- HSS (Home Subscriber Server), хранящий учетные записи абонентов.

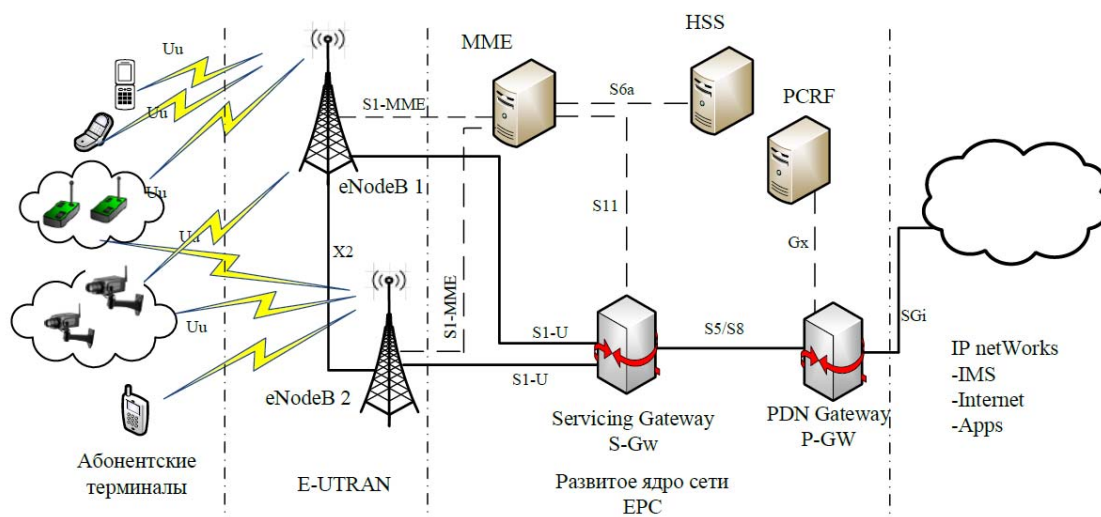


Рис. 3. Архитектура сети стандарта LTE

Сеть радиодоступа E-UTRAN формируется базовыми станциями eNodeB, которые взаимодействуют с ядром через высокопроизводительные каналы. LTE внедряет технологию OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) для нисходящей линии, позволяющую эффективно использовать спектр и тем самым улучшать пропускную способность при растущем количестве пользователей.

Контроль радиоресурсов в LTE во многом базируется на параметрах QCI (QoS Class Identifier), определяющих задержки, допустимые потери, приоритет потока. Так, каналы с гарантированной скоростью (GBR) предназначены для потоков реального времени, а N-GBR (негарантированные) обслуживают приложения, не столь критичные к задержкам. Совокупность таких инструментов обеспечивает гибкую дифференциацию качества обслуживания, сохраняя общий уровень пропускной способности сети в заданных границах.

Отдельным направлением в архитектуре LTE является решение NB-IoT (Narrowband IoT), ориентированное на обеспечение связи для огромного количества устройств с низкими требованиями по скорости, но жесткими ограничениями по энергопотреблению. NB-IoT может работать в пределах уже существующего LTE-диапазона, используя каналы шириной 200 кГц. Это дает возможность обслуживать IoT-трафик в выделенной полосе, не перегружая основные ресурсы, необходимые для высокоскоростных сервисов.

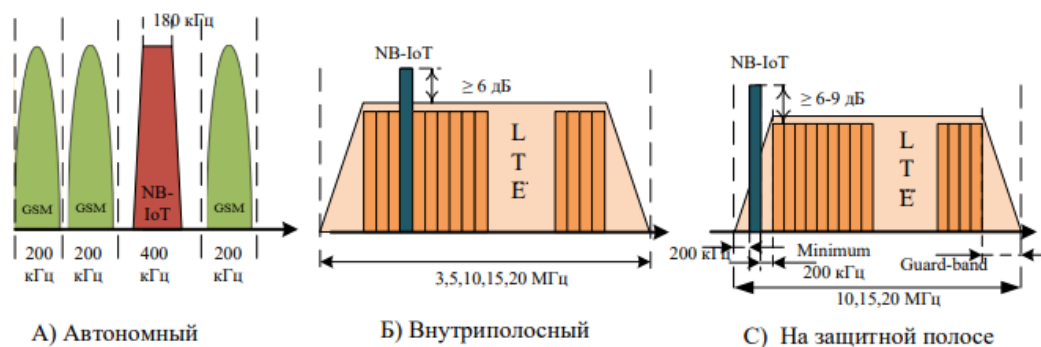


Рис. 4. Варианты развертывания

Развитие сетей LTE и появление многочисленных приложений (голос, видео, умные сенсоры) усилили проблему распределения ограниченных ресурсов. Мультисервисные узлы вынуждены функционировать в условиях, когда объем входящих заявок динамически колеблется, а их разнородность требует учета множества QoS-параметров. Главными элементами сети, подлежащими оптимизации, остаются:

Пропускная способность (bandwidth), лимитирующая объем одновременных передач.

Канальные единицы (channel units), распределяемые между заявками для поддержания требуемого уровня сервиса.

Доступная полоса частот, определяющая предельное число пользователей, способных параллельно передавать данные.

Перегрузки и нехватка пропускной способности приводят к отказам в обслуживании, что снижает общую производительность системы и негативно сказывается на пользовательском опыте. Чем выше процент отклоненных заявок, тем существеннее потеря оператором потенциальной прибыли и лояльности абонентов. Поэтому механизмы динамического распределения ресурсов в реальном времени приобретают первостепенное значение.

Методы управления трафиком

Важнейшим механизмом снижения потерь является корректно настроенная процедура Admission Control, которая не допускает новых подключений при критической загрузке. Возможны три типа реализации:

1. Жесткое ограничение (Hard Admission Control) представляет собой мгновенный отказ при достижении верхнего порога загрузки; гарантирует неизменное качество для текущих сессий, но увеличивает долю отклоненных запросов.

2. Мягкое ограничение (Soft Admission Control) представляет собой частичное снижение параметров обслуживания для вновь прибывающих сессий; общее качество может упасть, зато вероятность отказа уменьшается.

3. Резервирование ресурсов (Resource Reservation) представляет собой выделение канальной емкости для высокоприоритетных потоков. Снижает риск деградации критических сервисов, но ресурсы могут простаивать при отсутствии важного трафика.

Для многопрофильных сетей оптимальным считается сочетание алгоритмов приоритезации и адаптивного перераспределения пропускной способности. Такие алгоритмы способны учитывать:

- Тип трафика (реальное время, эластичный, IoT);
- Текущую загрузку (число занятых каналов, занятость полосы);
- Приоритет каждой сессии.

В простейшем случае высокоприоритетным потокам выделяются гарантированные ресурсы, тогда как эластичному и IoT-трафику отводится остаточная часть. При перегрузках для эластичных сервисов возможно временное ограничение скорости. Для IoT-передач, которые слабо зависят от пропускной способности, но критичны к надежности, внедряются механизмы, снижающие вероятность потерь при массовом подключении устройств.

Модели потоков заявок и оценка пропускной способности

В исследованиях телекоммуникационных систем широко применяются пуассоновские потоки, предполагающие независимость и равномерную вероятность поступления заявок во времени. Это упрощает оцен-

ку пропускной способности и вероятностный анализ отказов. Формулы Эрланга позволяют рассчитать вероятность занятости всех каналов и найти оптимальное число ресурсов для нужного уровня обслуживания.

В реальности же возможны сценарии с пакетным или коррелированным поступлением сессий (например, флэш-крауды при массовом одновременном подключении к событию). В таких случаях вводят корректировки к классическим пуассоновским моделям либо используют иные стохастические процессы. Тем не менее базовые подходы в сочетании с данными мониторинга нагрузок способны надежно прогнозировать поведение системы и своевременно переключать ресурсы.

Особенности обслуживания трафика IoT и мультимедийных приложений

Сегмент приложений Интернета вещей быстро растет, охватывая потребительские устройства, промышленные датчики, системы «умного дома» и т.д. Для всех них требуется поддерживать связь в больших масштабах, при этом снижая энергопотребление и обеспечивая надежную доставку небольших пакетов. NB-IoT, являясь ответвлением LTE, дает возможность развертывать отдельные каналы узкополосного доступа, оптимальные для датчиков и счетчиков. В то же время «тяжелые» мультимедийные потоки используют широкополосные каналы и требуют особых гарантий по задержкам.

Сочетание двух видов трафика в едином узле приводит к сложным компромиссам: резервация части спектра под IoT-сегмент может снижать доступную полосу для видеоконференций; однако смешанная архитектура дает выигрыш по экономии инфраструктуры и возможности централизованного контроля.

Заключение

Рассмотренные механизмы и методы снижения потерь заявок в мультисервисных системах связи демонстрируют, насколько важно комплексно подходить к вопросам управления ресурсами. Оптимальное сочетание процедур Admission Control, приоритезации и динамического перераспределения пропускной способности способно существенно повысить устойчивость сети и удовлетворить требования всех категорий трафика.

Анализ показал, что при значительном росте числа подключаемых устройств, особенно в сегменте IoT, классические подходы требуют адаптации и возможного усложнения: появляется потребность во внедрении интеллектуальных методов прогнозирования нагрузки и гибком изменении параметров QoS в зависимости от ситуации. Реализация NB-IoT в рамках LTE помогает разгрузить основной ресурс для мультимедийных сервисов и поддерживает массовую передачу небольших пакетов. При этом важнейшими приоритетами остаются обеспечение энергоэффективности и минимизация задержек для критически важных потоков.

Литература

1. Степанов С.Н., Слатина О.А., Трибрат Д.О. Построение и анализ модели выгрузки трафика // Телекоммуникации и информационные технологии. 2024. Т. 11, № 1. С. 13-18. EDN YATJTY
2. Дараселия А.В. Модели и анализ показателей эффективности механизмов выгрузки трафика в гетерогенных беспроводных сетях : диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук / Дараселия Анастасия Валерьевна, 2023. 106 с. EDN VQNBUT
3. Полуэктов Д.С. Построение и анализ вероятностных моделей граничных многопользовательских систем и разделения ресурсов беспроводных сетей : диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук / Полуэктов Дмитрий Сергеевич, 2023. 101 с. EDN TPPSWB
4. Степанов С.Н., Степанов М.С. Приближенный метод оценки характеристик совместного обслуживания трафика реального времени и эластичного трафика данных в мультисервисных узлах доступа // Автоматика и телемеханика. 2023. № 11. С. 93-114. DOI 10.31857/S0005231023110065. EDN OPBUYE
5. Ндайикунда Ж. Разработка и анализ модели динамического распределения ресурса беспроводных узлов доступа при передаче неоднородного трафика IoT : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Ндайикунда Жувен, 2022. 135 с. EDN CHCKSM
6. Мухтаров А.А. Разработка моделей и методов оптимального размещения базовых станций при проектировании беспроводных широкополосных сетей: специальность 05.13.18 "Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Мухтаров Амир Амангельдыевич, 2022. 144 с. EDN DTTYTR
7. Popov V.G., Stepanov M.S. An overview of models for contact center resource planning // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 10. С. 55-63. EDN: AKXYBT
8. Dawood T., Stepanov M.S. Cellular internet of things modeling: the literature review // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 8. С. 68-76. EDN: EWAXDW

9. Гурьев А.В., Степанов М.С. О перспективах использования видеоинформации устройством видео-трекинга на ПК // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2024. Т. 14. № 3. С. 14-19. EDN: GLBVSO
10. Гурьев А.В., Степанов М.С. Разработка устройства видео-трекинга для ПК // Телекоммуникации и информационные технологии. 2024. Т. 11. № 1. С. 208-214. EDN: ECBVTN
11. Корчагина А.С., Степанов М.С., Кулагин Д.А., Лукин В.Н. Сравнительный анализ моделей доступа в операционной системе linux // Телекоммуникации и информационные технологии. 2024. Т. 11. № 1. С. 63-68. EDN: GXMZNJ
12. Antonova V.M., Malikova E.E., Stepanov M.S. Ways of the asterisk software pbx protection // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 10. С. 52-58. EDN: QZFFHS
13. Stepanov M.S., Popov V.G., Fedorova N.K., Kroshin F.S. The developing of chatbot for university and college admission // T-Comm. 2022. Т. 16. № 10. С. 51-56. EDN: FGYOSK
14. Umer M.A., Stepanov M.S. Collective servicing of heterogeneous traffic streams over 3gpp lte network and application of access control // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 3. С. 43-49. EDN: LDFYCE
15. Радаева А.С., Степанов М.С. Разработка математической модели системы облачных вычислений с приоритизацией // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2022. Т. 12. № 2. С. 29-35. EDN: JWYWAC
16. Stepanov M.S., Poskotin L.S., Shishkin D.V., Turgut T., Muzata A.R. The using of zigbee protocol to organize the "smart home" system for aged people // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 10. С. 64-70. EDN: KETPEB
17. Stepanov S.N., Shishkin M.O., Stepanov M.S., Zhurko H.M. The construction and analysis of call-center model in overload traffic condition // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 7. С. 42-50. EDN: BCELEL
18. Зюзин В.Д., Степанов М.С., Яковлева К.А. Особенности изучения элементов сри-логики в рамках курса "сетевые технологии" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2020. Т. 9. № 4. С. 53-62. EDN: ANESEH
19. Степанов М.С. Использование калькулятора расчета характеристик гетерогенных беспроводных сетей для разработки учебно-лабораторного практикума по дисциплине "основы интернета вещей" в МТУСИ // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2020. Т. 9. № 4. С. 9-14. EDN: OBGNZC
20. Maslov A.A., Sebekin G.V., Stepanov S.N., Shchurkov A.O., Vasilyev A.P. Model of processes for joint maintenance of real-time multiservice traffic and elastic data traffic in a network of low-power mobile subscriber terminals based on high-throughput satellites // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 3. С. 41-49. EDN: UFIBHG
21. Anrabi U.M., Kanishcheva M.G., Stepanov S.N. Observation system resource planning in presence of access control based on volume of resource occupied by traffic flows // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 8. С. 54-62. EDN: LEVRGH
22. Stepanov S.N., Ndayikunda Ju., Kanishcheva M.G. Resource allocation model for LTE technology with functionality of nb-iot and reservation // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 11. С. 69-76. EDN: XJOAUZ
23. Umer M.A., Stepanov S.N., Ndayikunda J., Kanishcheva M.G. Cellular network resource distribution methods for the joint servicing of real-time multiservice traffic and grouped iot traffic // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 10. С. 61-69. EDN: KQHPFS

ЗОНДИРОВАНИЕ СПЕКТРА МОДИФИЦИРОВАННЫМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ДЕТЕКТОРОМ В КАНАЛАХ С РЕЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ

Елисеев Сергей Николаевич
МТУСИ, профессор, д.т.н., Москва, Россия
fgupnrsnr@yandex.ru

Степанова Наталья Вениаминовна
ПГУТИ, ст. преподаватель, Самара, Россия
puhleniw@mail.ru

Аннотация

Предлагается методика определения порога решения модифицированного энергетического детектора подсистемы зондирования спектра в сети с динамическим доступом к ресурсам радиочастотного спектра, позволяющая рассчитывать значения вероятностных характеристик детектора, удовлетворяющих требованиям, установленным техническим заданием. Расчёт выполнен на примере канала зондирования с общими релеевскими замираниями.

Ключевые слова

Когнитивное радио, зондирование спектра, релеевские общие замирания, аддитивный гауссовский белый шум, модифицированный энергетический детектор, пороговая схема решения, рабочие характеристики обнаружения: вероятности ложной тревоги и пропуска цели.

Введение

Постоянно растущий рынок информационных технологий нуждается в передаче всё больших объёмов сообщений. Одним из главных препятствий в удовлетворении этих потребностей является проблема дефицита ресурсов радиочастотного спектра. Проблема дефицита во многом возникает в связи с принятой идеологией частотных присвоений: полосы частот выделяются лицензированным пользователям (первичным пользователям), которые в силу причин различной природы используют эти частоты недостаточно эффективно. Решение, позволяющее повысить эффективность существующего назначения частот – это применение технологии динамического доступа к ресурсам радиочастотного спектра. Эта технология реализует принципы когнитивного радио [1, 2], а именно предполагает, что выделенные полосы частот помимо первичных пользователей могут быть оперативно, без каких-либо согласований использоваться вторичными пользователями (ВП). При обязательном соблюдении условия: вторичный пользователь не должен создавать помех работе первичного пользователя (ПП). Для обеспечения этого условия в составе систем когнитивного радио организуется работа подсистемы зондирования участка спектра (ЗС), в котором предполагается работа ВП.

Результат зондирования заключается в определении альтернативы: присутствует в зондируемой полосе частот сигнал первичного пользователя, что означает запрет на работу вторичного пользователя, или этот сигнал отсутствует и передача сигналов ВП возможна.

Ядром зондирования спектра на каждом ВП служит детектор ПП, формирующий по наблюдениям принимаемого сигнала решение о наличии или отсутствии ПП путём сравнения выходного сигнала детектора с установленным порогом решения [1]. Базовые схемы детекторов выполняются либо в предположении, что ВП известен сигнал ПП, либо цикличность его корреляционной функции, соответственно детекторы согласованной фильтрации и цикло-стационарные детекторы [2, 3]. Если вторичный пользователь не имеет такой информации, то применяется энергетический детектор [1, 2]. Каждому виду детектирования присущи свои достоинства и свои недостатки [2].

В данной работе рассматривается подход к определению характеристик модифицированного («improved») энергетического детектора в каналах с общими релеевскими замираниями. МЭД был предложен как развитие энергетического детектора, направленный на расширение возможностей некогерентного детектирования, при сохранении его главных достоинств: минимум априорных знаний о сигнале первичного пользователя и простота реализации схемы детектирования.

Описание системы

В задачах зондирования радиочастотного спектра для систем когнитивного радио, в классической постановке, решается проблема обнаружения $s(t)$ сигнала, лицензированного первичного пользователя, по

сигналам, наблюдаемым вторичными пользователями (когнитивными радио). В основу работы подсистем зондирования положена статистическая теория обнаружения сигналов, формулируемая как проблема проверки бинарных гипотез:

$$y_i(t) = \begin{cases} w_i(t), & \text{при } H_0 \\ s_i(t) + w_i(t), & \text{при } H_1 \end{cases} \quad (1)$$

где $y_i(t)$ – сигнал принимаемый i -ым ВП на интервале зондирования T ; $w_i(t)$ – сигнал помехи типа белый гауссов шум (БГШ) с параметрами $(0, \sigma_n^2)$; $s_i(t)$ – сигнал ПП, принимаемый i -ым ВП; H_0 – состояние радиоканала в отсутствии сигнала $s(t)$; H_1 – состояние радиоканала при наличии сигнала $s(t)$;

Если сигнал $s(t)$ передается по радиоканалу с общими релеевскими замираниями, то его можно описать как гауссовский процесс с параметрами $(0, \sigma_s^2)$

В этой работе системы когнитивной радиосвязи принимают решение о присутствии или отсутствии первичного пользователя, и, следовательно о допуске ВП к передаче своих сигналов используя в качестве $y_i(t)$ выходной сигнал «усовершенствованного» (improved) детектора энергии (МЭД), структурная схема которого показана на рисунке 1.

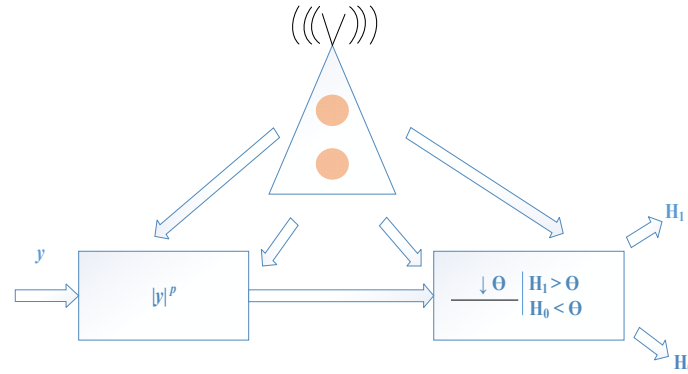


Рис. 1. Структурная схема МЭД

Классический детектор энергии (ЭД) имеет структурную схему, совпадающую со схемой рис.1, единственное отличие от МЭД показатель степени модуля $|y|^2$ всегда равен 2, тогда как в МЭД этот показатель произвольное положительное число.

Энергетический детектор находит широкое применение в схемах зондирования спектра, поскольку не требует априорных сведений о сигнале ПП, характере аддитивного шума. ЭД прост в реализации так как является некогерентным приёмником. Ожидается, судя по публикациям [5, 6], что МЭД способен обеспечить улучшение характеристик зондирования спектра в различных каналах с замираниями в сравнении с ЭД.

В работе [4] рассмотрено применение модифицированного энергетического детектора для обнаружения сигнала первичного пользователя, удовлетворяющего условиям (1): по обоим вариантам истинности гипотез H_0 и H_1 принимаемый сигнал является Гауссовским, и для каждого вторичного пользователя отличается только дисперсией: по гипотезе H_0 дисперсия равна σ_n^2 , а по гипотезе H_1 дисперсия равняется $\sigma_s^2 + \sigma_n^2$.

На каждом i -ом ВП в МЭД формируется решающая статистика о наличии или отсутствии ПП:

$$W_i = |y_i|^p, p > 0 \quad (2)$$

Интегральная функция распределения для (2):

$$P_{wi}(x) = \Pr(|y_i|^p \leq x) \quad (3)$$

Используя условную функцию плотности вероятности для $|y_i|^2$ в (3) можно получить такие функции плотности вероятности для W_i при гипотезах H_0 и H_1 [5].

$$f_{wi} / H_0(y) = \frac{2y^{\frac{p-2}{p}} \times \exp(-\frac{y^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2})}{p\sigma_n^2} \quad (4)$$

$$f_{wi} / H_1(y) = \frac{2y^{\frac{p-2}{p}} \times \exp(-\frac{y^{\frac{2}{p}}}{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)})}{p(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} \quad (5)$$

Выражения (4) и (5) являются производными функций $\frac{de^{G(y)}}{dy}$, где $G(y) = -\frac{y^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2}$, для (4), и $G(y) = -\frac{y^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2 m}$,

для (5) при $m = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} + 1 = snr + 1$ (snr – это среднее значение отношения сигнал/шум).

Условные функции плотности вероятностей позволяют путём непосредственного интегрирования определить вероятности ошибок 1-го и 2-го вида [5]. Интегрируя (4), определяем условную вероятность ошибки обнаружения 1-го вида, вероятность ложной тревоги:

$$P_f(w_i \geq \theta / H_0) = \int_{\theta}^{\infty} f_w / H_0(y) dy = \exp(-\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2}) \quad (6)$$

$P_d = 1 - m$ вероятность обнаружения, работающего ПП.

Интегрируя, подобным образом (5) определяем условную вероятность ошибки обнаружения 2-го вида, вероятность пропуска цели:

$$P_m(w_i \geq \theta / H_1) = \int_0^{\theta} f_w / H_1(y) dy = 1 - \exp(-\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2 m}) \quad (7)$$

Применение полученных выше соотношений для расчёта и анализа схем обнаружения сигналов ПП по установленным техническими требованиями предельному значению вероятности события ложной тревоги $Z = P(H_0) \times P_f(w_i \geq \theta / H_0) \leq Z$, где $P(H_0)$ – априорная вероятность события H_0 .

И предельному значению вероятности события пропуска цели $Q: Q = P(H_1) \times P_m(w_i \geq \theta / H_1) \leq Q$, где $P(H_1)$ – априорная вероятность события H_1 , фактически сводится к определению нормированных значений

порога решений $\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2}$ и отношений сигнал/шум m . В данной работе полагаем, ввиду отсутствия эксперимен-

тальных данных $P(H_0) = P(H_1) = 0.5$. В предлагаемой методике, последовательность действий следующая:

а) для выполнения требования по допустимому значению P_f вероятности ложной тревоги выражение (6) приравнивается к $0.5Z$, тогда нормированное значение порога решения в МЭД равно:

$$\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2} = -\ln(0.5Z) \quad (8)$$

б) по аналогии для P_m вероятности пропуска цели из (7) получаем:

$$1 - \exp(-\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2 \times m}) = 0.5Q \quad (9)$$

и после очевидных преобразований запишем:

$$\frac{\theta^{\frac{2}{p}}}{\sigma_n^2 \times m} = -\ln(1 - 0.5Q)$$

С учётом (8):

$$m = \frac{-\ln(0.5Z)}{-\ln(1 - 0.5Q)} \quad (10)$$

То есть среднее значение отношения сигнал/шум snr в радиоканале для выполнения установленных выше требований должно быть не менее:

$$snr \geq \frac{-\ln(0.5Z)}{-\ln(1 - 0.5Q)} - 1 \quad (11)$$

На рисунке 2 графики рабочей характеристики $P_d(P_f)$. P_f – вероятность ошибки вида «ложная тревога», когда фиксируется, как истинная гипотеза H_1 , при отсутствующем сигнале первичного пользователя.

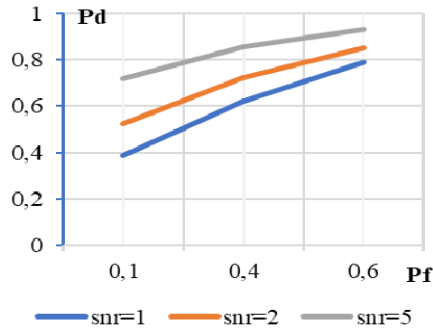


Рис. 2. Рабочая характеристика зондирования спектра

Выше предполагалась величина мощности шума σ_n^2 постоянной детерминированной величиной. В реальных условиях, по целому ряду причин σ_n^2 мощность шума может быть определена с некоторой степенью неопределённости. При анализе характеристик энергетического детектора [4, 5] применяют модель ограниченной неопределённости: точное или номинальное значение σ_n^2 лежит в ограниченном интервале:

$$\frac{\sigma_n^2}{\rho} \leq \sigma_n^2 \leq \rho \sigma_n^2 \quad (12)$$

где ρ – параметр, характеризующий степень неопределённости σ_n^2 . Распределение случайной величины σ_n^2 подчиняется равномерному закону распределения [7]. Таким образом, значения мощности шума в (12) должны рассматриваться для граничных значений интервала $[1/\rho; \rho]$.

Зависимость вероятности ложной тревоги от величины параметра неопределённости ρ показана на рисунке 3а, из которого можно видеть, что для гарантированного выполнения требований технического задания необходимо внести корректировку порогового уровня на величину $\frac{\rho}{2} \ln(\rho)$.

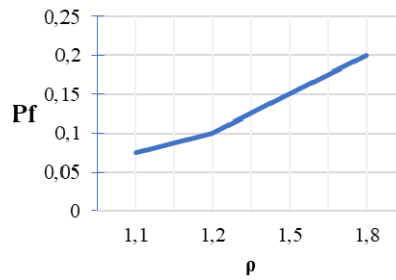


Рис. 3а/ Зависимость вероятности ложной тревоги P_f от величины параметра неопределённости ρ

График зависимости вероятности правильного обнаружения P_d от значений snr приведён на рисунке 3б.

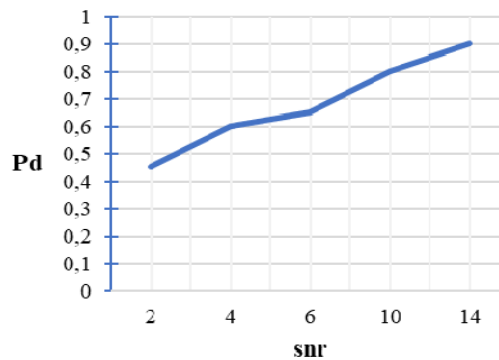


Рис. 3б. График зависимости вероятности правильного обнаружения P_d от значений snr

Учёт неопределённости величины мощности шума требует коррекции значения параметра m , который должен быть равен $m = snr + \frac{1}{\rho}$.

Расчёты показывают, что отклонения от номинальных значений не превышают 18% при $\rho = 1,8$ и проявляют себя в области малых значений snr .

Заключение

Рассмотрено зондирование спектра на предмет обнаружения сигнала лицензированного пользователя с требованиями к системе с динамическим доступом к спектру в радиоканале с общими релеевскими замираниями. Предложена методика определения основных показателей: вероятностей ошибок обнаружения по установленным в техническом задании требованиям. Рассчитана рабочая характеристика обнаружения, позволяющая охарактеризовать качество обнаружения по площади, ограниченной кривой этой характеристики. Рассмотрено развитие предлагаемой методики на случай, в котором мощность шума определена с ограниченной точностью.

Литература

1. Мирошникова Н.Е. Обзор систем когнитивного радио // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, №9, 2013, С. 108-111.
2. Kang X. et. al. Sensing-Based Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, pp. 4649-4654, Oct 2009.
3. Васильев К.К. Методы обработки сигналов: Учебное пособие. Ульяновск, 2001. 80 с.
4. Chen Y. Improved energy detector for random signals in Gaussian noise // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 2, pp. 558-563, Feb. 2010.
5. Singh A., Bhatnagar M., Malik R. Cooperative Spectrum Sensing in Multiple Antenna Based Cognitive Radio Network Using an Improved Energy Detector // IEEE Communications Letters, 16(1), pp. 64-67, January 2012.
6. Mariani A., Giorgetti A., Chiani M. Effects of Noise Power Estimation on Energy Detection for Cognitive Radio Applications // IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 12, Dec., 2011.
7. Liu Y., Li F., Hu G. Performance Analysis of Cooperative Spectrum Sensing under Noise Uncertainty // Applied Mathematics & Information Sciences, 6№2S, pp. 587S-593S, 2012.

АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Пестряков Александр Валентинович

Московский технический университет связи и информатики, д.т.н., профессор, Москва, Россия
a.v.pestriakov@mtuci.ru

Финагина Светлана Андреевна

Московский технический университет связи и информатики, магистрант, Москва, Россия
s.a.finagina@edu.mtu.ru

Аннотация

Рассмотрена новая технология связи для обеспечения бесперебойной работы сети на всей территории России. Проанализированы требования стандарта третьего поколения UMTS для наземных сетей с целью рассмотреть возможность использования этого стандарта для реализации гибридной системы мобильной связи, использующей низкоорбитальные спутники и стандартные абонентские терминалы. Сформулированы требования к радиопередающему оборудованию базовой станции на борту спутника. Показана возможность реализации передатчика базовой станции на основе современной элементной базы. Проведена оценка предельных характеристик оборудования.

Ключевые слова

Гибридная система связи, UMTS, радиолиния, радиопередающее устройство, элементная база

Введение

В настоящее время новой тенденцией в мире сетей стала гибридная технология связи (Non-Terrestrial Network – NTN), включающая в себя объединение спутниковых и наземных сетей. Такая технология все больше привлекает внимание компаний таких как Starlink, Lynk, а также российскую компанию Бюро-1440. Большое внимание к новой технологии обуславливается ее возможностью решить проблемы наземных сетей, которые не нашли еще решения без применения спутниковых систем. Например, использование наземных сетей в удаленных районах практически невозможно, а в случае возникновения сбоев или разрушений наземных сетей при чрезвычайных ситуациях, спутниковые сети будут служить в качестве надежного резервного решения, помогая обеспечивать наземным сетям бесперебойную работу. Однако данная технология имеет ряд проблем, которым еще предстоит найти решение при введении сетей в эксплуатацию. К одним из главных проблем относится обеспечение связи на немодифицированный телефон и интеграция с наземными сетями в диапазоне их частот. Для работы системы очень важно задать требования к радиооборудованию полезной нагрузки спутника, предполагая, что работа приемопередающего оборудования будет происходить по стандартам наземных сетей, что позволит обеспечить прямой доступ на телефон.

Мировой опыт гибридной связи

Starlink. Одной из первых компаний в мире по тестированию новой технологии NTN была компания SpaceX совместно с американским оператором сотовой связи T-Mobile. Спутник SpaceX Starlink оснащен антеннами площадью около 25 м², которые позволяют обеспечить двустороннюю связь с немодифицированным телефоном. Группировка расположена на низкой околоземной орбите, что позволяет обеспечить необходимые скорости передачи, а также минимизировать задержки при распространении.

На рисунке 1 схематично показана связь спутника, как вышки сотовой связи в космосе, с сотовым телефоном [1]. Главной проблемой, возникшая у Starlink, являлась передача достаточно мощного радиосигнала на сотовый телефон, и передача на линии вверх с обычных телефонов, которые обладают очень слабой мощностью (максимальная мощность 0,2 Вт) и низким коэффициентом усиления.

Решением данных проблем стала разработка больших усовершенствованных антенных фазированных решеток с достаточно чувствительными приемниками и мощными передатчиками. T-Mobile предоставил спектр частот в диапазоне 1,6-2,7 МГц LTE стандарта, что способствует интеграции с наземными сетями без каких либо модификаций.

Таблица 1

Характеристики полезной нагрузки передатчика на спутнике

Параметр	Значение
Передающая мощность, дБВт	16.99
Максимальное усиление антенны, дБ	24.5
ЭИИМ, дБВт	40.49
Потери на линии передатчика, дБ	-1

Бюро-1440. Бюро-1440 – российская компания, нацеленная создать коммерческий спутниковый широкополосный доступ в интернет с повсеместным покрытием [3]. Для подключения к спутниковой сети абонентам понадобится специальное оборудование, разработанное Бюро-1440. Абонентский терминал будет не более 15 кг и 60 см в длину, что позволит минимизировать требования к поверхности для установки и сможет обеспечить удобную транспортировку. Компания обещает, что работать сервис начнет уже в 2027 году. Бюро-1440 успешно провела свои первые испытания, которые показали результаты в 12 Мбит/с передачи данных на устройство с задержкой 41 мс.

Требования стандарта UMTS

Рассмотрим основные характеристики стандарта UMTS для базовой станции наземной сети. Выберем диапазон частот 2500-2570 на прием и 2620-2690 на передачу (Band 7) для дальнейшей оценки канала, исходя из мирового опыта выбора частот. Из нормативного документа 3GPP [4] возьмем характеристики выходной мощности базовой станции (БС) и занесем в таблицу 2.

Таблица 2

Технические характеристики мощности БС

Класс БС	Выходная мощность
Широкая зона покрытия	-
Средняя зона покрытия	$\leq +38$ дБм
Местная зона покрытия	$\leq +24$ дБм
Домашняя БС	$\leq +20$ дБм (без разнесения или режима MIMO) $\leq +17$ дБм (с разнесением или режимом MIMO) $< +14$ дБм (с режимом MIMO с четырьмя антеннами)

Из таблицы видно, что для базовой станции широкой зоны покрытия нет верхнего предела выходной мощности.

Из нормативного документа 3GPP [5] возьмем характеристики выходной мощности абонентского терминала (АТ) и занесем в таблицу 3.

Из документа [5] возьмем характеристики чувствительности приемника АТ и занесем в таблицу 4.

Таблица 4

Технические характеристики чувствительности АТ

Рабочий диапазон	Единица измерения	DPCH_Ec <REFSENS>	<REFI _{or} >
VII	дБм/3,84 МГц	-115	-104.7

где DPCH_Ec – референсное значение средней энергии на чип для специализированного физического канала, REFI_{or} – референсное значение спектральной мощности (интегрированной и нормализованной) принимаемого сигнала.

Как известно, стандарт третьего поколения использует множественный доступ с кодовым разделением канала. Полоса одного канала 5 МГц, а его эффективный спектр 3,84 МГц. Благодаря кодовому разделению канала в этой полосе помещается 128 каналов. Из [4] возьмем характеристики допустимого уровня помех в соседнем канале (ACLR) и занесем в таблицу 5.

Таблица 5

БС ACLR

Смещение соседнего канала БС ниже первой или выше последней используемой несущей частоты	Допустимый ACLR
5 МГц	45 дБ

Расчет требований к радиопередающему устройству

Бюджет радиолинии. Для того чтобы определить требования для мощности передающего устройства на борту спутника, необходимо провести оценку бюджета радиолинии для обеспечения связи. Из опыта компаний гибридных сетей предположим, что спутник вращается на низкой околоземной орбите с высотой 600 км. Расчет бюджета радиолинии можно произвести по формуле [6]:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L \quad (1)$$

где P_r – принимаемая мощность на приеме, P_t – мощность передатчика спутника, G_t – коэффициент усиления антенны спутника, G_r – коэффициент усиления антенны АТ, L – общие потери на трассе.

Из формулы (1) выразим P_t и получим требуемую мощность передатчика на спутнике:

$$P_t \geq P_r - G_t - G_r + L \quad (2)$$

Из таблицы 4 видно, что референсное значение мощности принимаемого сигнала АТ -104 дБм, тогда примем, что мощность на приеме АТ будет равна $P_r = -104$ дБм.

В системе рассматривается АТ как немодифицированное устройство обычного пользователя. Таким образом усиление антенны приемного АТ будет $G_r = 0$ дБи.

В документе 3GPP [7] рассматриваются параметры полезной нагрузки спутника. В указанной рекомендации для S диапазона максимальное усиление антенны спутника $G_t = 30$ дБи.

Общие потери на трассе обычно состоят из двух слагаемых – потери в свободном пространстве и дополнительные потери, которые определяются в рекомендациях. Тогда получим, что:

Таблица 3

Технические характеристики мощности АТ

Рабочий диапазон	Класс мощности 1		Класс мощности 2		Класс мощности 3		Класс мощности 3bis		Класс мощности 4	
	Мощность, дБм	Tot, дБ	Мощность, дБм	Tot, дБ	Мощность, дБм	Tot, дБ	Мощность, дБм	Tot, дБ	Мощность, дБм	Tot, дБ
Band 7	-	-	-	-	+24	+1/-3	23	+2/-2	+21	+2/-2

$$L = L_{св} + L_{дон} \quad (3)$$

где $L_{св}$ определяется как [8]:

$$L_{св} = 20 \lg \left(\frac{4\pi df}{c} \right) \quad (4)$$

где d – максимальная наклонная дальность, с которой еще возможна связь АТ и спутника, определяемая из документа [7] для орбиты 600 км как 1076 км, f – частота радиосигнала, c – скорость света.

Дополнительные потери состоят из сцинтилляционных, атмосферных, поляризационных потерь и затенений. Согласно [7] $L_{дон} = 8.3$ дБ.

Тогда получим требуемую минимальную мощность передающего устройства спутника:

$$P_t \geq -104 - 30 - 0 + 170 = 36 \text{ дБм}$$

Передающее устройство. Рассмотрим основные типы передающих устройств и выберем наиболее подходящий для данного случая [9-18]. Одной из наиболее популярных схем в современных системах связи является схема гетеродинного типа. На рисунке 3 представлена структурная схема такого передающего устройства.

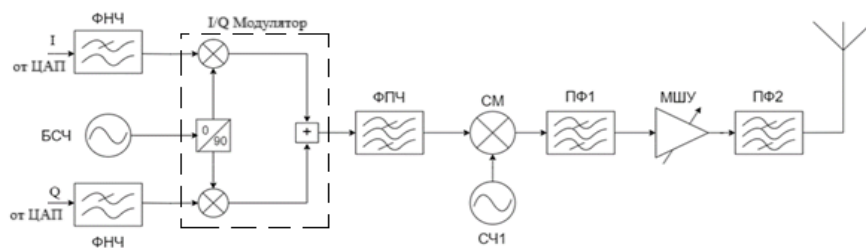


Рис. 3. Структурная схема передатчика гетеродинного типа

Такая схема осуществляет перенос частоты на промежуточную с помощью гетеродинного смешивания. Сигнал с цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) поступает на вход модулятора, который формирует модулированный сигнал. Этот сигнал проходит фильтр промежуточной частоты (ФПЧ) и поступает на смеситель (СМ), где смешивается с высокостабильным сигналом на фиксированной частоте. Далее он проходит полосовой фильтр (ПФ), который выделяет нужную частоту и подавляет ненужные сигналы. Затем сигнал усиливается малошумящим усилителем (МШУ), фильтруется и подается на антенну.

Главными достоинствами такой схемы являются: стабильность параметров, хорошая гибкость частот и линейность, высокая чувствительность. К недостаткам данного типа передающего устройства можно отнести: высокие энергетические затраты, массогабаритные параметры и стоимость оборудования, появление комбинационных составляющих, а также невозможность интеграции радиочастотного блока и выполнение его в одной интегральной микросхеме.

Альтернативной схемой передающего устройства является схема прямого преобразования. В отличие от гетеродинного типа, который использует промежуточную частоту, схема прямого преобразования преобразует сигнал сразу на нулевую частоту. Структурная схема данного типа представлена на рисунке 4.

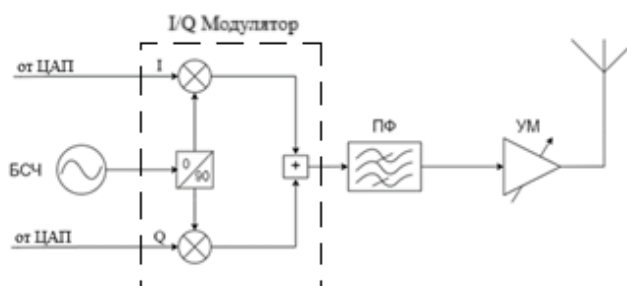


Рис. 4. Структурная схема передатчика прямого преобразования

К преимуществам данной схемы можно отнести: более простая реализация, уменьшение стоимости, массогабаритных и энергетических параметров, более низкие требования к электромагнитной совместимости, отсутствие зеркальных каналов. Недостатками данной схемы являются: утечка гетеродина, влияние фликкер-шумов, высокие требования к подавлению нелинейных искажений.

Еще одним решением стала схема с цифровой ПЧ, которая использует в качестве гетеродина схему прямого цифрового синтеза частот (ПЦС). На рисунке 5 представлена схема данного типа.

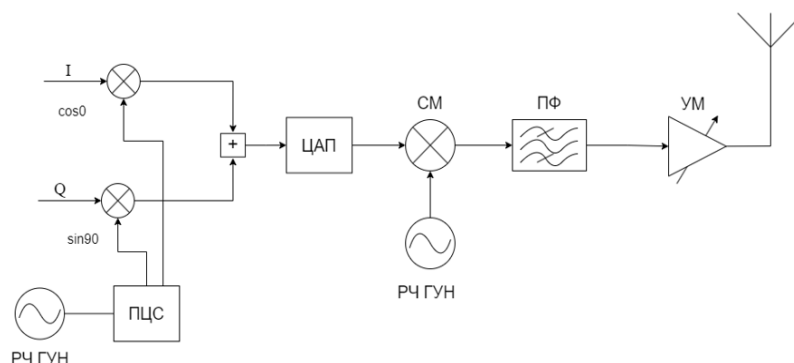


Рис. 5. Структурная схема передатчика с цифровой ПЧ

Такая схема является практически идеальным устройством, однако требует увеличенного потребления тока из-за использования высокоскоростного ЦАП и ПЦС.

Исходя из приведенных сравнительных характеристик, можно сделать вывод о том, что целесообразно выбрать схему прямого преобразования, так как экономия ресурсов на борту является важным элементом при проектировании полезной нагрузки.

Оценим возможность реализации радиопередающего устройства на имеющейся в настоящее время типовой элементной базе в соответствии с параметрами, рассмотренными выше, и занесем в таблицу 6.

Рассмотрим отдельно усилитель мощности. На выходе модулятора мощность составляет 7,7 дБм, то есть на входе усилителя мощности около 5 мВт.

Таблица 6

Элементная база передающего устройства

Элемент	Характеристики			
	Выходная мощность, дБм	Рабочая частота, ГГц	U _{пит} , В	
I/Q модулятор Analog Devices ADL5373 [21]	7,7	2,3-3	4,75-5,25	
Аттенуатор Analog Devices HMC305SLP4E [22]	Рабочая частота, ГГц		Затухание, дБ	
	0,4-9		до 15,5 (с шагом 0,5 дБ)	
Полосовой фильтра Anatech Electronics INC AM2655B1144 [23]	Центральная частота, МГц	Вносимые затухания в полосе пропускания, дБ	Вносимые затухания вне полосы пропускания, дБ	Мощность, Вт
	2655	2.2	2500-2570 МГц: 20 2809,6-2879,6 МГц: 40 2240,8-2310,8 МГц: 45 2999,2-3069,2 МГц: 35	3

Из опыта компании Lynk предположим, что мощность передатчика не более 50 Вт.

Составим энергетический план усилителя мощности. Выберем мощный транзистор BLF8G27LS-140V фирмы Ampleon, рекомендуемый для W-CDMA базовой станции. Его характеристики занесены в таблицу 7.

Таблица 7

Параметры транзистора оконечного каскада

Наименование	Структура	U _{пит} , В	P _{1dB} , Вт	f _{раб} , ГГц	K _p , дБ
BLF8G27LS-140V	LDMOS	32	45	2,6-2,7	17,4

Из характеристик транзистора видно, что выходная мощность передатчика не должна превышать $P_{max_out}=45$ Вт. Если активные каскады не работают в линейном режиме, возникнут некоторые искажения, влияющие на работу полезной нагрузки спутника. С учётом этого возьмем запас по мощности и предположим, что выходная мощность УМ не превысит 40 Вт. Произведем расчет выходной мощности предоконечного каскада также с учетом запаса по мощности в 10% и получим:

$$P_{max} = \frac{P_{max_out}}{K_p} \cdot 1.1 \quad (5)$$

Получим требуемую мощность на выходе пред-оконечного каскада 0,8 Вт. Выберем транзистор, который обеспечит данную выходную мощность в необходимой полосе частот. Например, транзистор ATF-50189 фирмы Avago Technologies.

Таблица 8

Параметры транзистора пред-оконечного каскада

Наименование	Структура	U _{пит} , В	P _{1dB} , Вт	f _{раб} , ГГц	K _p , дБ
ATF-50189	E-pHEMT	4,5	0,8	0,4-3,9	12,5

Мощность на выходе каскада предварительного усиления рассчитаем как:

$$P_{\max} = \frac{P_{\max, \text{out}}}{K_p \cdot 10^{\frac{10}{10}}} \quad (6)$$

Получим максимальный выходной сигнал 0.04 Вт. Для того, чтобы обеспечить около 5 мВт на входе усилителя мощности, необходимо добавить еще один каскад. Выберем транзистор, который на выходе может обеспечить 0.04 Вт и занесем его характеристики в таблицу 9.

Таблица 9

Параметры транзистора каскада предварительного усиления

Наименование	Структура	$U_{\text{пит}}, \text{В}$	$P_{1\text{dB}}, \text{Вт}$	$f_{\text{раб}}, \text{ГГц}$	$K_p, \text{дБ}$
ATF-58143	Е-рНЕМТ	3	0,08	0,45-6	14

По формуле (6) рассчитаем и получим, что входная мощность на усилителе будет 1.59 мВт, что с запасом обеспечит работу от сигнала с выхода модулятора (5 мВт).

Энергетический план усилителя мощности на трех транзисторах показан на рисунке 6. На этом рисунке не отражены потери в цепях межкаскадных связей. Но полученный в результате расчёта энергетический запас (более трёх раз) обеспечит компенсацию таких потерь.

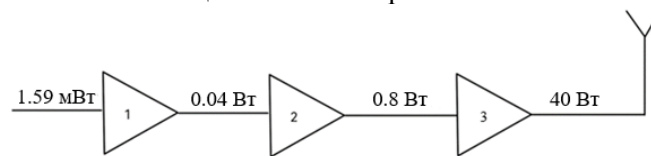


Рис. 6. Энергетический план усилителя мощности

Произведем приблизительный расчет потребляемой мощности системы, так как энергетические параметры являются важными показателями для полезной нагрузки спутника. Оконечный каскад является самым энергозатратным. Работать каскад будет в режиме АВ, так как этот режим является компромиссом между хорошим КПД и достаточно большой линейностью. Примерное КПД режима АВ 60%. Первый и второй каскад будут работать в режиме А, так как главное преимущество этого режима – незначительные нелинейные искажения, а низкие мощности этих каскадов не сильно повлияют на КПД всей системы. КПД режима А примем за 30%. Потребляемую мощность каскада можно рассчитать по формуле:

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta} \quad (7)$$

Пусть выходная фильтрующая система (ВФС) имеет КПД около 97%. Тогда для окончного каскада потребляемая мощность будет рассчитываться как:

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta \cdot \eta_{\text{ВФС}}} \quad (8)$$

Подставим в формулы (7) и (8) данные и получим, что общая потребляемая мощность УМ составит 71,5 Вт.

Оценка зависимости максимального количества абонентов от энергетических характеристик усилителя мощности

Как было сказано выше, кодовое разделение каналов позволяет разделить полосу в 3,84 МГц на 128 каналов (абонентов). На рисунке 7 схематично показан данный процесс.

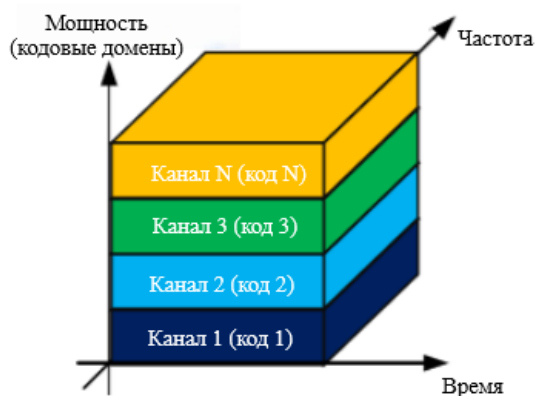


Рис. 7. Распределение кодовых каналов в пространстве время-частота-код

Во всей рабочей полосе 70 МГц поместится 14 таких каналов (по 3.84 МГц). Так как сигналы в этих каналах не коррелированы, то с добавлением одного такого канала повышается мощность в пике на 3 дБ. Произведем расчет максимально допустимого количества каналов и занесем в таблицу 10.

Таблица 10

Соотношение количества каналов и выходной мощности

№	Количество каналов (в полосе $3.84 \cdot N$)	Мощность группового сигнала, дБм	Максимальная мощность на выходе передатчика, Вт
1	1 (128)	36	40 (46 дБм)
2	2 (256)	39	
3	3 (384)	42	
4	4 (512)	45	
5	5 (640)	48	

Из таблицы можно сделать вывод о том, что при заданной максимальной мощности передающего устройства можно передать одновременно только 4 канала по 3,84 МГц в выделенной рабочей полосе, используя кодовое разделение каналов. Для использования всей выделенной полосы (70 МГц) придется использовать несколько таких радиопередающих устройств (модулей) и схему их объединения для работы на одну антенну или использовать более мощные транзисторы, обеспечивающие требуемую мощность и линейность.

При многоканальном усилении важно предъявить жесткие требования к линейности тракта, поскольку при передаче нескольких сигналов одновременно возникают интермодуляционные искажения, которые могут привести к появлению помех в соседних каналах. Основным параметром, характеризующим линейность, является точка пересечения третьего порядка по интермодуляции (IP3) [9], которая характеризует уровень мощности на выходе УМ, при которой мощность комбинационных составляющих третьего порядка становится равной уровню полезного сигнала. Зная допустимый ACLR (см. табл. 5), зададим требования к IP3 всех элементов тракта через выражение:

$$IP3 = P_c + \frac{ACLR}{2} \quad (9)$$

Для первого каскада: $IP3 = 16 + 45/2 = 38,5$ дБм

Для второго каскада: $IP3 = 29 + 45/2 = 51,5$ дБм

Для третьего каскада: $IP3 = 46 + 45/2 = 68,5$ дБм

Обеспечив эти параметры, продукты интермодуляции всегда будут ниже полезного сигнала. Очевидно, что наиболее жесткие требования по линейности предъявляются к окончному каскаду. При сохранении достаточно высокого КПД для обеспечения их в ряде случаев придется использовать специальные методы линеаризации или компенсации искажений.

Заключение

Таким образом, гибридная сеть связи является перспективным направлением развития телекоммуникационной отрасли, которая объединяет спутниковые и наземные сети. В ходе проведенного анализа внедре-

ния данной технологии были рассмотрены ключевые аспекты, включая мировой опыт внедрения, стандарты наземной сети связи UMTS, а также были произведены расчеты бюджета радиолинии, рассмотрено передающее устройство и подобрана к нему элементная база, согласно выдвинутым требованиям.

Особое внимание необходимо уделить требованиям к радиооборудованию полезной нагрузки спутника, которое предполагает работу наземной станции в условиях космического пространства, так как успешное внедрение NTN возможно только при условии полной совместимости спутниковых и наземных сетей. В результате расчетов передающего устройства были выявлены энергетические проблемы, а именно было установлено, что для того, чтобы не перегрузить систему, передающее устройство может обеспечить одновременно только 4 канала по 3,84 МГц (512 абонентов), а также были выявлены требования на допустимые уровни нелинейных искажений. Кроме того, была определена приблизительная потребляемая мощность тракта усиления. Показано, что важно найти компромисс между обеспечением широкополосной связи, энергетическими затратами и требованием на качество усиливаемого сигнала, которые сможет обеспечить спутник в долгосрочной перспективе. Необходимы дальнейшие исследования для оптимизации параметров спутникового оборудования, снижения энергетических затрат и повышения эффективности использования ресурсов.

Литература

1. Starlink, [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.starlink.com/business/direct-to-cell>
2. LYNK GLOBAL INC, [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://lynk.world/>
3. X-Holding, [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://x-holding.ru/projects/buro-1440/>
4. 3GPP TS 25.104 V16.0.0 (2018-12) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (Release 16).
5. 3GPP TS 25.101 V16.1.0 (2019-03) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (Release 16).
6. Dey S., Sahoo B.B. Link Budget of Leo Satellite (Sky Bridge) For Communication Operated at Ku Band Frequency Range (12-14) GHz.
7. 3GPP TR 36.763 V17.0.0 (2021-06) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on Narrow-Band Internet of Things (NB-IoT) / enhanced Machine Type Communication (eMTC) support for Non-Terrestrial Networks (NTN) (Release 17).
8. Popescu O. Power Budgets for CubeSat Radios to Support Ground Communications and Inter-Satellite Links // IEEE Access PP(99):1-, June 2017. DOI:10.1109/ACCESS.2017.2721948
9. Дингес С.И., Иванюшкин Р.Ю., Козырев В.Б. и др. Радиопередающие устройства. Учебник для вузов; под общей редакцией Р. Ю. Иванюшкина. М.: Горячая линия – Телеком, 2022. 1200 с: (Серия «Теория и практика инфокоммуникаций»)
10. Ченакин А.В., Кочемасов В.Н., Пестряков А.В. Состояние и перспективы развития синтезаторов частот СВЧ-диапазона // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9. № 4. С. 132-139.
11. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO // Электросвязь. 2017. № 12. С. 42-48.
12. Пестряков А.В., Дымкова С.С. Синхронизация. Итоги 50-ти лет развития в СССР и России // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 11. С. 27-34.
13. Пестряков А.В., Поборчая Н.Е., Хасьянова Е.Р. Упрощенные алгоритмы компенсации искажений КАМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума // Электросвязь. 2016. № 4. С. 35-40.
14. Микенин А.Э., Пестряков А.В. Исследование линейной модели кольца компенсации шумов для синтезатора частот // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2022. Т. 13. № 4. С. 20-26.
15. Микенин А.Э., Прокурат Г.А., Пестряков А.В. Применение векторного анализатора спектра Signalhound Sm200c при разработке лабораторного практикума по дисциплине "тестирование радиооборудования систем связи" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2023. Т. 12. № 2. С. 43-49.
16. Пестряков А.В., Светашов А.К. Возможности моделирования сигналов космической связи и навигации ARGOS в аппаратно-программном комплексе Vector // Телекоммуникации и информационные технологии. 2020. Т. 7. № 1. С. 51-57.
17. Прокурат Г.А., Микенин А.Э., Пестряков А.В. Разработка интегрированного программного комплекса генерации и анализа цифровых сигналов для лабораторного практикума по дисциплине "тестирование радиооборудования систем связи" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2024. Т. 13. № 1. С. 60-65.
18. Миляков М.Б., Пестряков А.В. Разработка измерительного радиоприемника для систем космического мониторинга // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2024. Т. 14. № 3. С. 35-39.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТЫ С СИСТЕМОЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Копылов Алексей Максимович

МТУСИ, Москва, Россия

Alexsei-2002@mail.ru

Микенин Алексей Эдуардович

МТУСИ, старший преподаватель кафедры «Радиооборудование и схемотехника», Москва, Россия

a.e.mikenin@mtuci.ru

Аннотация

В статье рассматриваются основные характеристики и принципы построения блоков синтезаторов частоты. Исследуются способы получения переходной характеристики. Разработана схемотехническая компьютерная модель синтезатора частоты на основе импульсной ФАПЧ в программном пакете NI Multisim 14.

Ключевые слова

Синтезатор частоты, переходная характеристика, частотно-фазовый детектор, управляемый генератор, управляющее напряжение.

Введение

В современных системах связи, передатчиках и приемниках требуются такие параметры, как высокая стабильность частоты и широкий диапазон перестройки [1-6]. Одним из самых популярных вариантов синтеза частоты является метод на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [7-12]. Такое устройство решает проблему стабильности и разрешения по частоте, имея в своем составе стабильный кварцевый генератор и генератор, управляемый напряжением, дающий возможность перестраиваться за счет изменения величины входного напряжения.

Генератор, управляемый напряжением, является важным компонентом кольца ФАПЧ. Управляющее напряжение на входе ГУН играет ключевую роль в качестве и стабильности выходного сигнала, определяет, на какой частоте будет работать генератор. При теоретическом подходе зависимость выходной частоты от входного сигнала линейная, однако на практике зависимость является нелинейной. В таком случае требуется скрупулезный подход к проектированию синтезатора частоты, учитывающий шумовые составляющие, температурные изменения и многие другие факторы, которые вызывают отклонения частоты и фазовый шум. Важно обеспечить линейность входного сигнала.

В системах ФАПЧ управляющий сигнал (УС) – результат работы блока частотно-фазового детектора. Генерация УС обусловлено сравнением опорного и выходного сигнала ГУН. Напряжение формируется на основе сравнения фазы и частоты. Скорость реакции ГУН на изменение уровня напряжения показывает возможность петли ФАПЧ максимально быстро перестроиться на новую частоту. В таком случае управляющее напряжение не просто параметр, а инструмент, позволяющий оценить качество исследуемой системы.

Для снятия управляющего напряжения достаточно использовать осциллограф, подключенный после частотно-фазового детектора. При резком изменении частоты, например, во время переключения коэффициента деления ДПКД, можно наблюдать скачкообразные изменения управляющего сигнала. Данный метод позволит измерить время переходного процесса и увидеть характер изменения управляющей характеристики.

Синтезатор частоты на основе импульсной ФАПЧ

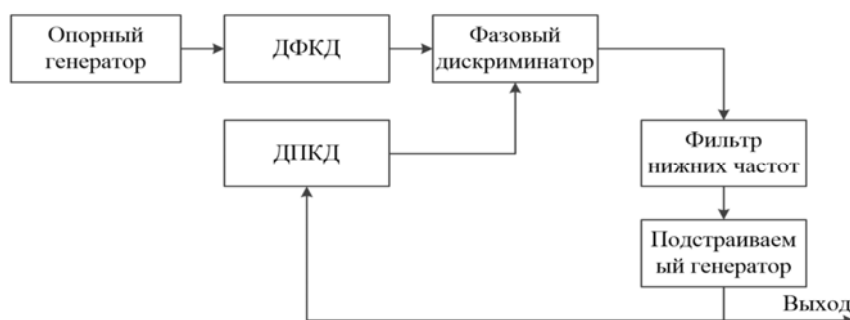


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частоты на основе импульсной ФАПЧ

Опорный генератор – стабильный кварцевый автогенератор, задающий требуемую частоту. Далее синусоидальный сигнал попадает на делитель с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), состоящим, обычно, из триггера, в случае небольшого и кратного двум коэффициента деления, или счетчика, если требуется коэффициент не кратный двойке. При этом размер коэффициента деления напрямую зависит от количества D-триггеров, а счетчик имеет несколько выходов с разными коэффициентами. Импульс, уменьшенный по частоте в M -раз сравнивается с выходным сигналом перестраиваемого генератора, управляемого напряжением. Результатом работы фазового дискриминатора является сигнал разности фаз, от которой зависит скважность и уровень напряжения. Величина этого импульса попадает на вход ГУН, преобразовываясь в сигнал с определенной частотой. Следом идет делитель с переменным коэффициентом деления. Величина коэффициента деления N зависит от требований к устройству и может быть как целой, так и дробной, что гораздо сложнее в реализации, но дает возможность более точной перестройки в сетке частот.

Переходная характеристика синтезатора частоты

Важным параметром синтезатора частоты является переходная характеристика. Переходная характеристика описывает, как синтезатор частоты реагирует на изменение входного сигнала или управляющего напряжения. Она показывает, как быстро и с какими отклонениями выходная частота синтезатора достигает нового установившегося значения после изменения входных условий.

На графике переходной характеристики по оси X откладывается время, а по оси Y – напряжение. На рисунке 2 изображено входное напряжение управляемого генератора. Значительные изменения напряжения показывают моменты перестройки кольца ФАПЧ на частоту в два раза, превышающую начальную и обратно.

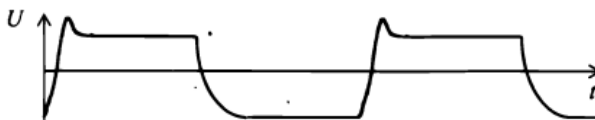


Рис. 2. Переходная характеристика синтезатора частоты

Устройство, регулирующее этот сигнал, называется фазовым детектором. Как уже было описано выше, работает оно на сравнение сигналов с опорного генератора и управляемого, после деления их на M и N коэффициенты. Реализованы ФД могут быть различными методами, например, балансный ФД, импульсный ФД или элемент Исключающее-ИЛИ. Но все имеют критические недостатки, будь то влияние флуктуации амплитуд входного и опорного сигнала или компенсации смещения в процессе детектирования. Самого главного недостатка, а именно ограниченной полосы захвата частоты лишен частотно-фазовый детектор (ЧФД). Схема реализации приведена на рисунке 3.

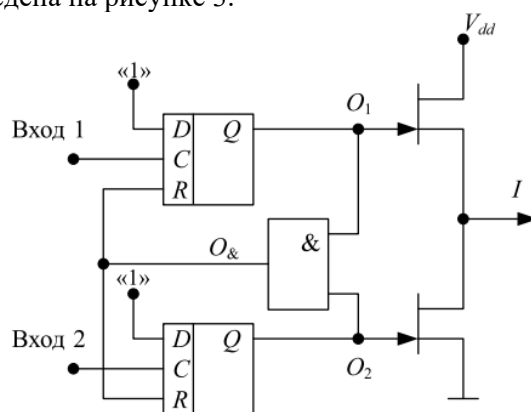


Рис. 3. Реализация ЧФД

На входы 1 и 2 подаются опорный и входной сигналы, тактирующие D-триггеры. Выходы триггеров содержат результат разности фаз входов. Логический элемент И осуществляет сброс триггеров. ЧФД будет находиться в одном состоянии, выдавая длинный импульс при разности сигналов на входе и не подавать ток в канал управления частотой, если частоты на входах совпадают. Два транзистора в конце создают токовые ключи, которые преобразуют импульсы тока с выходов D-триггеров в управляющее напряжение.

Важным элементом схемы является фильтр на выходе ЧФД, влияющий на определит скорость реакции и стабильность кольца ФАПЧ. Требуется он для того, чтобы убирать высокочастотные гармоники и пони-

жать уровень шума, влияющего на время установления стабильного режима работы. При этом важно понимать, что чем больше диапазон перестройки частоты кольца ФАПЧ, тем больше будет требоваться времени на установку и тем лучше нужен фильтр.

Эксперимент

По структурной схеме, представленной на рисунке 1, была разработана компьютерная модель синтезатора частот в программе NI Multisim 14. Схема представлена на рисунке 4.

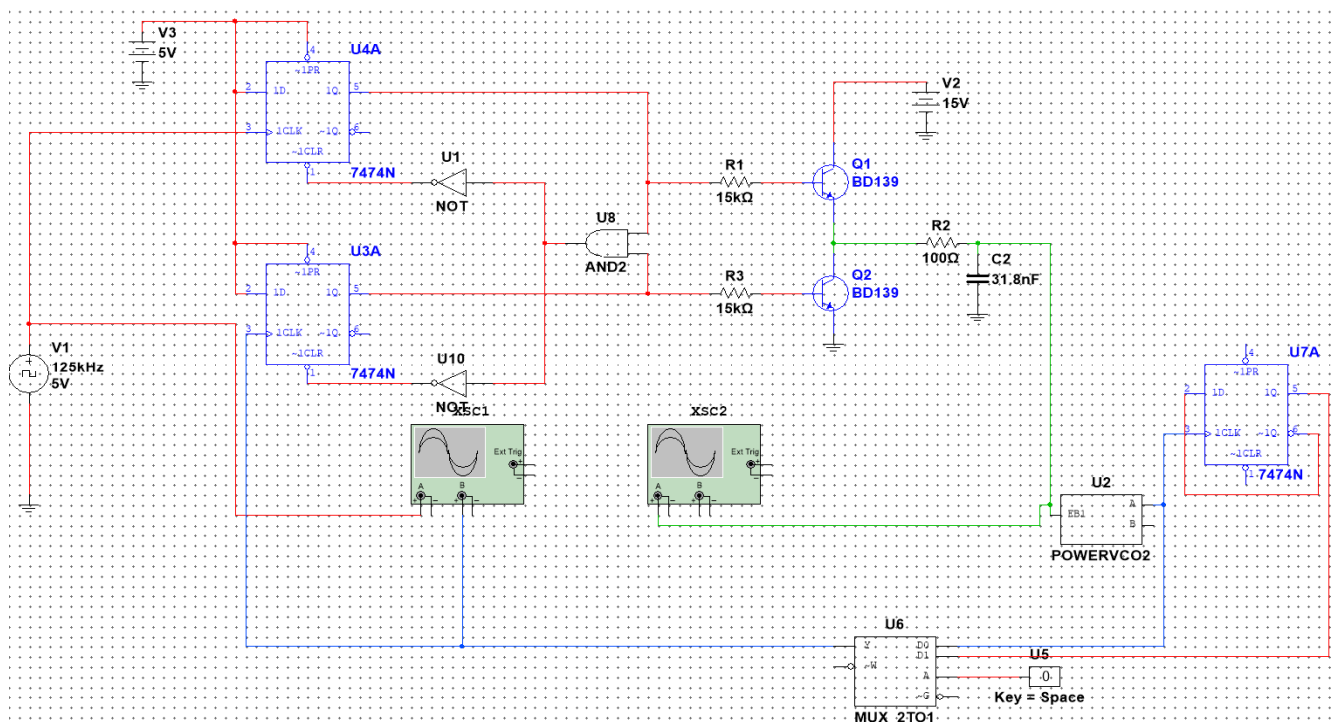


Рис. 4. Схематическая компьютерная модель ФАПЧ в программном пакете NI Multisim 14

Опорный генератор V1 представляет собой модель кварцевого генератора, имеющего на выходе стабильный дискретный сигнал с частотой 125 кГц и амплитудой 5 В. ЧФД реализован в соответствии с принципиальной схемой на рисунке 3.

Изменениями стали идеализированные логические элементы НЕ, добавленные перед сбросом триггеров, так как имеют инвертированные входы. В качестве генератора, управляемого напряжением, используется блок U2 POWERVCO2, характеристики которого представлены на рисунке 5.

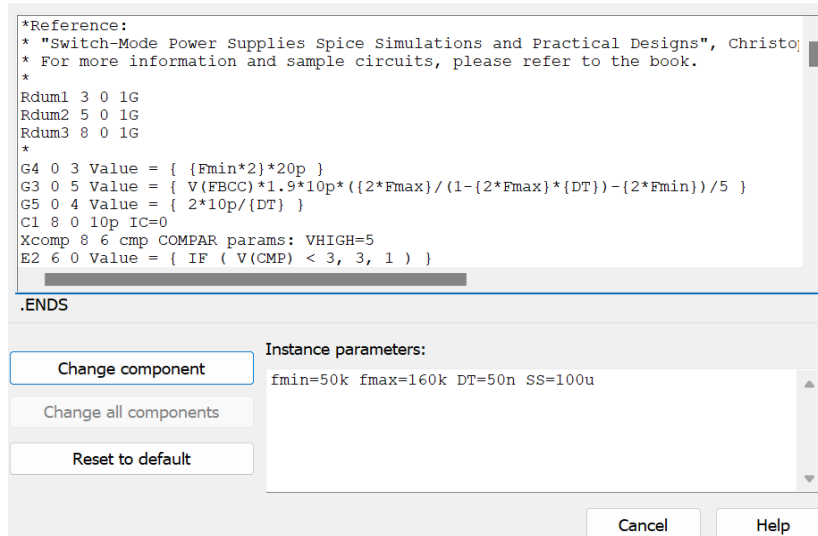


Рис. 5. Характеристики модели ГУН

В качестве фильтра была выбрана простейшая RC цепочка 1-го порядка. Однако в современных синтезаторах частоты фильтры имеют большие порядки. Как было сказано ранее, фильтр является важным элементом синтезатора частоты, влияющим на полосу пропускания и скорость работы. Значения резистора и конденсатора в цепи фильтра на выходе ЧФД требуют тщательного подбора, так как при недостаточной полосе пропускания время переходного процесса увеличивается, а компенсации фазовых помех недостаточно для корректной работы устройства. При слишком большой полосе пропускания система станет неустойчивой. В экспериментальной схеме ФНЧ первого порядка используется для упрощения.

Делитель частоты, стоящий на выходе ГУН, выполнен на D-триггер и делит выходную частоту на 2. Для переключения между каналами используется идеальный мультиплексор с кнопкой, подключенной к управляющему входу. В состоянии 0 в кольце ФАПЧ сигнал имеет частоту 125 кГц, в состоянии 1-62,5 кГц.

Для снятия графиков используются компьютерные модели осциллографов XSC1 и XSC2. Уровни выходного сигнала с кварцевого генератора и ГУН, а также переходную характеристику можно увидеть на рисунке 6. В левом окне на рисунке 6 цена деления по оси Y – 50 микросекунд, по оси X – 5 В. В правом по оси Y – 200 микросекунд, по оси X – 1 В. В обоих окнах зависимость напряжения от времени.

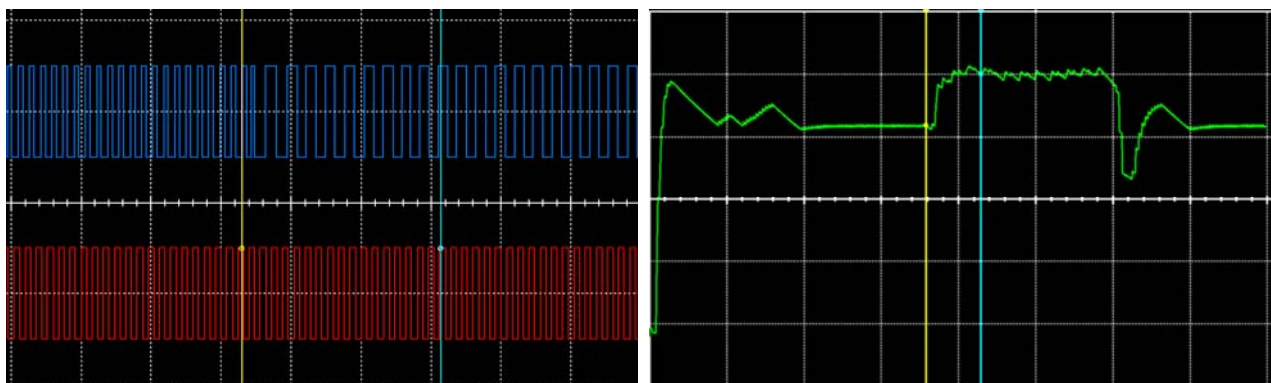


Рис. 6. Выходные сигналы с кварцевого генератора (красный), ГУН (синий) и переходная характеристика кольца ФАПЧ (зеленый)

На графике видно, что выходной сигнал с ГУН стабилен по частоте и соответствует графику выходного сигнала с кварцевого генератора. График переходной характеристики показывает установку петли ФАПЧ на опорную частоту за примерно 400 микросекунд, что является достаточно большим показателем для современных синтезаторов частот. Далее видим момент перестройки с опорной частоты на частоту вдвое меньшую. Напряжение на выходе ЧФД резко возрастает и устанавливается в верхней позиции за 140 микросекунд. Показатель близок к реальным устройствам.

Заключение

Для современных радиотехнических устройств важными параметрами остаются не только ширина диапазона и стабильность частоты, но и скорость переключения между каналами. Смоделированная схема справляется со стабильностью и возможностью перестройки. Переходная характеристика показывает результаты близкие к современным устройствам, где среднее время переключения составляет 120-160 мкс.

Стабильность напряжения и захват полосы требуют некоторых доработок, что в реальном синтезаторе частоты решилось бы хорошим фильтром на выходе частотно-фазового детектора.

Задача исследований в области переходной характеристики остается актуальной, так как этот показатель остается одним из ключевых и показывает пригодность устройства в различных сценариях использования.

Литература

1. Пестряков А.В., Поборчая Н.Е., Хасьянова Е.Р. Упрощенные алгоритмы компенсации искажений КАМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума // Электросвязь. 2016. № 4. С. 35-40.
2. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с ММО // Электросвязь. 2017. № 12. С. 42-48.
3. Микенин А.Э., Прокурат Г.А., Пестряков А.В. Применение векторного анализатора спектра Signalhound Sm200c при разработке лабораторного практикума по дисциплине "тестирование радиооборудования систем связи" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2023. Т. 12. № 2. С. 43-49.

4. *Пестряков А.В., Светашов А.К.* Возможности моделирования сигналов космической связи и навигации ARGOS в аппаратно-программном комплексе Vector // Телекоммуникации и информационные технологии. 2020. Т. 7. № 1. С. 51-57.
5. *Прокурат Г.А., Микенин А.Э., Пестряков А.В.* Разработка интегрированного программного комплекса генерации и анализа цифровых сигналов для лабораторного практикума по дисциплине "тестирование радиооборудования систем связи" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2024. Т. 13. № 1. С. 60-65.
6. *Миляков М.Б., Пестряков А.В.* Разработка измерительного радиоприемника для систем космического мониторинга // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2024. Т. 14. № 3. С. 35-39.
7. *Микенин А.Э., Пестряков А.В.* Исследование линейной модели кольца компенсации шумов для синтезатора частот // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2022. Т. 13. № 4. С. 20-26.
8. *Богусевич С.О., Копылов А.М., Микенин А.Э.* Особенности построения синтезаторов частоты на основе импульсной фазовой автоподстройки частоты // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2024. Т. 15. № 3. С. 4-9.
9. *Ченакин А.В., Кочемасов В.Н., Пестряков А.В.* Состояние и перспективы развития синтезаторов частот СВЧ-диапазона // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9. № 4. С. 132-139.
10. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В.* Переходные процессы в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты при адаптивной компенсации помех дробности. 2013. №1. С. 24-39.
11. *Дингес С.И., Иванюшкин Р.Ю., Козырев В.Б., Кукк К.И., Шахгильдян В.В., Шумилин М.С.* Радиопередающие устройства // Горячая линия – Телеком. 2022.
12. *Пестряков А.В., Дымкова С.С.* Синхронизация. Итоги 50-ти лет развития в СССР и России // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 11. С. 27-34.

ПРОГРАММНО АППАРАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ РАДИОКОНТРОЛЯ КАК СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

Кириллов Дмитрий Васильевич

Московский технический университет связи и информатики, старший преподаватель, Москва, Россия
splntr@yandex.ru

Степанова Анастасия Георгиевна

Московский технический университет связи и информатики, к.т.н., доцент, Москва, Россия

Аннотация

Программно-аппаратные комплексы радиоконтроля (ПАКРК) применяются для обеспечения и поддержания режима защиты объектов режима защиты объектов от утечек информации по радиоканалу. ПАКРК могут использоваться как в режиме постоянного, так и в режиме эпизодического контроля диапазона частот. В перечень задач, решаемых с помощью ПАКРК входят задачи контроля уровней излучения технических средств, расположенных на объекте и выявление излучений, которые могут быть отнесены к излучениям, формирующим технический канал утечки информации. В ходе разработки и эксплуатации ПАКРК необходимо понимать технические проблемы, влияющие на эффективность применения ПАКРК.

Ключевые слова

Программно-аппаратный комплекс, радиоконтроль, радиомониторинг, система цифровой обработки сигналов, антенно-фидерный тракт.

Введение

Программно аппаратные комплексы радиоконтроля (ПАКРК) являются элементом системы обеспечения и поддержания режима защиты объектов от утечек информации по радиоканалу.

Основные задачи ПАКРК в этой области могут быть сформулированы следующим образом:

- мониторинг активных в заданном интервале частот различных средств и систем связи как промышленного, так и специального назначения.
- обеспечение безопасности объектов (помещений), мероприятий, от утечки информации по радиоканалу путем обнаружения радиоизлучений с последующей регистрацией их параметров, определением их принадлежности защищаемому объекту и формированием перечня информации для определения места установки принадлежащих защищаемому объекту источников излучения.

Для обеспечения перечисленных требований в составе оборудования современных ПАКРК используются следующие элементы:

- -элемент поиска - радиоприемное устройство (РПУ) с коммутатором антенн (КА);
- -центральный управляющий элемент (управляющая ЭВМ);
- -элемент измерения и анализа (радиоприемное устройство и управляющая программа);
- -элемент принятия решения (управляющая программа).

Результаты исследований

Комплекс требований, предъявляемых к ПАКРК, определяется, как правило, решаемой задачей, однако некоторые общие требования следует учитывать независимо от того, элементы каких типов используются в составе ПАКРК:

- быстрое сканирование в широком диапазоне рабочих частот (определяется техническими характеристиками РПУ в составе ПАКРК);
- накопление информации для создания модели загрузки наперед заданного интервала рабочих частот;
- разделение составляющих рабочего диапазона частот на промышленные помехи и излучения, содержащие или потенциально содержащие информацию (информативные излучения);
- выявление в массиве информативных излучений таких, которые принадлежат защищаемому объекту и могут быть использованы или используются для организации утечки информации по радиоканалу (принятие окончательного решения);
- возможность управления всеми ресурсами радиоприемного устройства для анализа обнаруженного излучения;
- корректировка модели загрузки интервала рабочих частот по указанию пользователя.

Качество работы ПАКРК может быть оценено по степени автоматизации процесса сканирования, вероятности/количеству ложных срабатываний при принятии решения об опасности излучения и точности

определения принадлежности источника излучения объекту.

Конечная цель функционирования развёрнутого на объекте ПАКРК, заключается в своевременном обнаружении радио излучения, принадлежащего защищаемому объекту и примерное определение места расположения источника этого излучения.

Задачи идентификации и регистрации следует рассматривать как сопутствующие.

Согласно современным требованиям, ПАКРК должен также обеспечивать обнаружение таких сложных видов излучений, как сверхкороткие, шумоподобные, с прыгающей частотой. Очевидно, что вероятность обнаружения излучения, в первую очередь, сложного, определяется следующими факторами:

- аппаратной скоростью сканирования РПУ ПАКРК (зависит от длительности установления переходных процессов до начала измерений)
- качеством и быстродействием алгоритма измерения параметров излучения и принятия решения о его опасности, при используемых критериях принятия решения.

- скоростью обмена данными по интерфейсам управления ПАКРК.

К настоящему времени для ПАКРК, используемых на практике, сложилась базовая схема построения, которая предусматривает применение следующего оборудования:

- одна или несколько приёмных антенн. Если антенное хозяйство ПАКРК состоит из набора диапазоновых антенн, требующихся для работы в заданном диапазоне частот, либо ПАКРК является многозонным, в его состав включается коммутатор антенн;

- радиоприемное устройство (РПУ), оснащённое системой, обеспечивающей управление и обмен данными между РПУ и управляющим компьютером

- управляющий компьютер, аппаратный состав которого определяется требованиями к стоимости элементов ПАКРК, объёмом и скоростью пересылки потоков данных между компьютером и РПУ, требованиями к обработке результатов измерений

- управляющая программа, реализующая функции управления и синхронизации функционирования элементов ПАКРК, функции обработки и документирования результатов измерений, функции связи с удалёнными, необслуживаемыми ПАКРК;

- система цифровой обработки сигналов либо в виде аналого-цифрового преобразователя (АЦП) либо полноценной системы цифровой обработки сигналов (СЦОС) с использованием одного или нескольких сигнальных процессоров.

Управление коммутатором антенн может осуществляться как со стороны РПУ, если в его схеме предусмотрено устройство управления, так и со стороны управляющего компьютера, в составе которого для этого случая должно быть предусмотрено соответствующее устройство – коммутатор антенн.

В состав некоторых моделей профессиональных РПУ может входить устройство управления, которое осуществляет включение к входу РПУ антенны того диапазона частот, в котором в данное время выполняется работа. Управление РПУ и набором приемных антенн жестко синхронизируется управляющим компьютером с процессами измерения параметров излучений, первичной обработки и принятия решения о принадлежности излучений.

Процесс радиоконтроля может быть разделен на компоненты:

- а) составление модели загрузки диапазона частот;

Составление модели загрузки диапазона частот является важной задачей, поскольку позволяет получить подробную информацию о занятости диапазона частот в фиксированный момент времени. В дальнейшей работе модель загрузки используется в качестве корректируемого, в реальном масштабе времени, эталона занятости диапазона частот и параметров излучений.

- б) поиск, обнаружение и корректировка эталона загрузки диапазона частот в реальном масштабе времени;

- с) документирование параметров излучения, идентифицированного как принадлежащее объекту.

Ввод информации о параметрах излучения в управляющую ЭВМ осуществляется следующими способами:

1. Через интерфейс управления РПУ, если РПУ оснащён системами измерения и выдачи параметров сигнала в интерфейс управления. Скорость передачи информации в этом случае ограничивается самым медленным из устройств, используемых в процессе измерения и передачи. Это могут быть:

- внутренний аналого-цифровой преобразователь (АЦП) РПУ;
- интерфейс управления.

2. С помощью системы цифровой обработки сигналов (СЦОС) на промежуточной частоте. В этом случае СЦОС представляет собой либо самостоятельное устройство, либо устройство, устанавливаемое в один из стандартных, внутренних, слотов управляющей ЭВМ. Скорость обмена информацией в данном случае также ограничивается самым медленным из устройств, принимающих участие в процессе измерения и передачи:

- АЦП
- ЦОС
- интерфейс управляющей ЭВМ, через который обеспечивается ввод в ЭВМ информации после ее обработки перечисленными устройствами.

В конструкции персональных ЭВМ IBM PC и совместимых с ними, могут использоваться несколько стандартных интерфейсов [1-3]:

- ISA – устаревший тип порта. Типичная пропускная способность интерфейса ограничивается величиной (1,0-2,5) Мб/сек.
- PCI – темп ввода информации ограничивается величиной 132-528) Мб/сек.
- PCMCIA - темп ввода информации не превышает (132-500) Мб/сек
- USB. Скорость передачи данных:
 - ✓ USB 2.0 до 60 Мб/с
 - ✓ USB 3.2 Gen (125-625) Мб/с
 - ✓ USB 3.2 Gen (250-1250) Мб/с
 - ✓ USB 3.2 Gen до 2500 Мб/с

Общие технические требования к элементам ПАКРК

Радиоприёмное устройство (РПУ)

До возникновения проблемы, связанной с утечкой информации через электромагнитное поле, измерение его напряженности осуществлялось в основном для исследования процесса распространения радиоволн. Однако развитие электроники и, возникшая в связи с этим, необходимость контролировать состояние электромагнитной обстановки, потребовало расширить перечень задач, решаемых при выполнении измерений. Важность контроля состояния электромагнитной обстановки возросла настолько, что, для исследований этого рода, был создан новый класс измерительных РПУ, а измерение параметров сигналов для линий связи стало второстепенной задачей. С традиционной точки зрения измерительные и связные РПУ следует разделять, поскольку задача связных РПУ состоит в воспроизведении информационной составляющей. Измерительное РПУ используется для измерения амплитуды, частоты и других параметров носителя информации и точность измерений для этих РПУ является определяющим требованием. Поскольку многие измеряемые сигналы могут занимать широкую полосу частот, к измерительным РПУ предъявляются также требования по величине интермодуляционных искажений.

РПУ, способные реализовать функции измерения, наилучшим образом отвечают требованиям задачи радиоконтроля. Для успешного применения в составе ПАКРК, эти РПУ должны также обеспечивать возможность внешнего управления всеми своими функциями, включая функцию установки заданной частоты настройки.

В зависимости от тактики применения такие РПУ могут иметь различные варианты конструктивного исполнения:

- а) носимое РПУ – для поиска места установки источника излучения;
- б) возимое РПУ – для выполнения периодических контрольных измерений в местах расположения технических средств, а также для контроля излучений технических средств обработки информации в местах расположения на объектах;
- в) РПУ в стационарном исполнении для непрерывного контроля излучений технических средств обработки информации в местах расположения на объектах.

В соответствии с современными требованиями, независимо от тактики применения, решаемой задачи, класса и типа, для использования в составе оборудования ПАКРК, РПУ должно быть оснащено:

- одним из стандартных управляющих интерфейсов – RS232/425/485, IEEE-488, USB, I²C, Ethernet;
- внешним широкополосным выходом сигнала на промежуточной частоте (ПЧ);
- внешним выходом сигналов детекторов – АМ, ЧМ (ШЧМ);
- внешним выходом сигнала видеодетектора.

Дополнительно к перечисленным функциям РПУ должно иметь отключаемую систему АРУ и сквозной, линейный до выхода ПЧ, тракт с максимально достижимым свободным динамическим диапазоном.

Антенно-фидерный тракт (АФТ).

Антенно-фидерный тракт – один из ключевых компонентов, непосредственно влияющий на чувствительность ПАКРК, приведённую к ВЧ входу РПУ. Чувствительность ПАКРК, приведённая к ВЧ входу РПУ в значительной мере зависит от широкополосности и качества антенны, потерь распространения в фидере и диапазона рабочих частот фидера.

Для уменьшения количества приёмных антенн и упрощения системы управления антеннами в ПАКРК с количеством АФТ, больше одного, целесообразно использовать пассивные или активные широкополосные антенны с круговой диаграммой направленности. В настоящее время технологически возможно изготовить широкополосную активную приёмную антенну со свободным динамическим диапазоном (80-100)дБ

Приближённую оценку величины потерь распространения в фидерной трассе представляется целесообразным выполнить для диапазона частот до 10ГГц.

Выбор диапазона частот обусловлен существенными потерями в фидерах для этих и более высоких частот и не менее существенными конструктивными особенностями.

Характеристики затухания коаксиальных кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией на частотах до 10ГГц [4] приведены в таблице 1.

Таблица 1

Марка	Затухание, дБ/м			
	10 МГц	100 МГц	1 ГГц	10 ГГц
PK50-7-11	0,02	0,09	0,4	1,1
PK50-7-11C	0,02	0,09	0,04	1,12
PK50-7-12	0,02	0,09	0,4	1,1
PK50-7-13	-	0,07	0,3	1,2
PK50-7-15	0,02	0,09	0,4	1,15
PK50-7-16	0,02	0,09	0,4	1,15
PK50-7-16	0,02	0,09	0,4	1,15
PK50-7-21	-	0,07	0,12	1,06
PK50-7-22	0,015	0,07	0,3	1,04
PK50-7-28	-	0,07	0,27	1,01
PK50-7-29	0,01	0,04	0,17	0,68
PK50-9-11	0,011	0,07	0,35	1,15
PK50-9-12	0,011	0,068	0,32	1,115
PK50-9-23	0,05	0,2	0,3	1

Согласно таблице 1, наилучшее значение потерь в фидере на частоте 10ГГц составит 6,8 дБ на 10 м длины фидера, а наихудшее – 12 дБ на 10 м длины фидера, без учета потерь на соединениях.

Коммутатор антенн (КА).

Коммутатор антенн (КА) предназначен для подключения АФТ к ВЧ входу РПУ, когда количество используемых АФТ становится больше одного. Требование по диапазону рабочих частот и свободному динамическому диапазону сквозного тракта от антенны до РПУ сохраняются.

Конструктивно, КА могут быть изготовлены на основе электромеханических, либо электронных коммутирующих ячеек.

Достоинством электромеханических СВЧ переключателей на основе является высокая линейность АЧХ (типовой КСВН $\leq 1,5$ в диапазоне частот до 12ГГц) и малые сквозные потери ($\leq 0,5$ дБ в диапазоне частот до 18 ГГц) в диапазоне рабочих частот. Основным недостатком электромеханических СВЧ переключателей – ограниченное количество циклов коммутации [5, 6].

Особенностью СВЧ переключателей на основе электронных коммутирующих ячеек является практически неограниченное количество коммутаций до отказа. Современные СВЧ переключатели на частотах 6-10 ГГц обеспечивают потери не более 0,65 дБ (1,2 дБ), мощность компрессии на 1 дБ составляет около 25-34 дБм [7].

Оценим количество коммутаций ячеек в течение суток для ПАКРК, в составе оборудования которого используются 10 АФТ (табл. 2).

Таблица 2

№ п/п	Параметр	Показатель
1	Количество АФТ, шт.	10
2	Время срабатывания ячейки КА, мсек	10,4
3	Время установления переходных процессов РПУ, мксек	20
4	Количество коммутаций в секунду (для 10АФТ)	32.9
5	Количество коммутаций в час	118421
6	Количество коммутаций в сутки	2842105

Из приведённых вычислений видно, что механическая ячейка коммутации исчерпает свой ресурс уже в течение первых суток работы ПАКРК.

Управляющий компьютер

Критическим узлом ПАКРК является управляющая ЭВМ и операционная система. Теоретически, в качестве управляющей ЭВМ может использоваться любой компьютер, архитектура которого позволяет организовать обмен данными с нестандартными внешними устройствами. Наибольшее распространение в настоящее время получили персональные ЭВМ общего назначения семейства IBM PC или совместимые с ними. Достоинством этих компьютеров является низкая стоимость, по сравнению с компьютерами других производителей, и высокая унификация комплектующих изделий, что обеспечило их массовое применение для решения различных исследовательских и прикладных задач. Альтернативой компьютерам IBM PC являются высокопроизводительные и высоконадёжные ЭВМ для управления промышленными процессами и решения военных задач в реальном масштабе времени. Однако их стоимость существенно выше, чем IBM PC.

Несмотря на высокую производительность компьютеров IBM PC и достаточные ресурсы для обработки больших объемов данных, в них используются всего 16 запросов на прерывания (IRQ), большинство из которых заняты операционной системой. Фактически, разработчику остается 3÷4 свободных IRQ, которые занимают платы управления нестандартными периферийными устройствами, такими как платы GPIB, АЦП и др. Эти условия делают невозможным применение экстенсивных методов улучшения характеристик быстродействия ПАКРК.

Система цифровой обработки сигналов

Применение систем ЦОС в настоящее время является самым производительным направлением при построении трактов радиоприёмных устройств [8, 9]. Обработка сигналов с выхода промежуточной частоты или непосредственно с выхода МШУ аналогового радиоприёмного тракта, может выполняться встраиваемым в ПЭВМ или интегрированным в РПУ специализированным цифровым устройством и его программным обеспечением. Такой модуль способен осуществить выполнение различных функций обработки сигналов, начиная от выполнения функций панорамной приставки до демодуляции сигналов и принятия решения, причем технические и эксплуатационные характеристики ПАКРК от такой замены ощутимо улучшатся. Технические аспекты целесообразности использования систем ЦОС состоят в следующем:

1. Применение производительных АЦП и дискретного преобразования Фурье временных выборок различной длины позволяет снять ограничения на улучшение разрешения по частоте при сохранении полосы пропускания тракта радиоприёмного устройства или полосы пропускания тракта РПУ на промежуточной частоте;

2. Применение систем ЦОС (СЦОС) позволяет выполнять многоканальный панорамный анализ спектра (спектральными окнами) от различных приемников, предназначенных для выполнения радиоконтроля в различных диапазонах частот.

3. Использование в программном обеспечении СЦОС методов цифровой и статистической обработки радиосигналов позволяет выполнять в реальном масштабе времени совершенно новые, ранее не реализуемые функции.

Радиоприёмники, используемые для радиоконтроля, могут иметь два выхода ПЧ: широкополосный выход и узкополосный, полоса которого ограничена выбранным фильтром ПЧ. В настоящее время, в качестве стандарта, используются центральные значения промежуточной частоты 10.7, 21.4, 70 МГц. При последовательной перестройке РПУ и обработке сигнала спектральными окнами, ширина которых соответствует полосе пропускания широкополосного выхода ПЧ, время сканирования рабочего интервала частот уменьшается существенно, поскольку шаг перестройки имеет максимально возможное для данного РПУ значение. При этом широкополосный выход тракта ПЧ предоставляет полную информацию об излучениях в полосе частот, имеющей максимально возможную ширину для данного РПУ.

Спектр частот восстанавливают по временной выборке путем использования дискретного преобразования Фурье. Основное условие успешного применения преобразования Фурье для восстановления спектра формулируется в теореме Котельникова (Найквиста) к параметрам исходной временной последовательности.

Применительно к центральному значению промежуточной частоты $F_c = 21,4$ МГц с полосой пропускания на этой частоте $dF_c = \pm 5$ МГц, значение максимальной частоты, присутствующей в спектре широкополосного выхода промежуточной частоты, составит 26,4 МГц, и, соответственно, частота дискретизации должна быть не менее 52,8 МГц.

Если спектр сигнала на широкополосном выходе приёмника ограничен (или если выполнить ограничение этого спектра противоположенным фильтром), возможно использовать метод сверхдискретизации, при котором частота дискретизации выбирается из условия не перекрывания входного и отраженных от гармо-

ник частоты дискретизации спектров. При этом становится возможным дискретизировать сигнал ПЧ ($10,7 \pm 0,5$) МГц с частотой дискретизации 15 МГц, а сигнал ПЧ ($21,4 \pm 5$) МГц – с частотой дискретизации 30 МГц. Для обработки используется отраженный от первой гармоники реверсивный спектр, имеющий ту же информативность, что и исходный спектр аналогового входного сигнала ПЧ.

По теореме Котельникова время между двумя последовательными измерениями должно составлять $1/2\Delta F = 0.25$ мксек. Для достижения разрешения по частоте, равного 1 КГц, объем выборки будет составлять 4000 значений, а время на оцифровку сигнала составит соответственно, 0.5 мс. Время вычисления дискретного спектра будет зависеть от того, каким физическим устройством будет производиться вычисление ДПФ. Применение для вычисления дискретного спектра цифровых сигнальных процессоров решает проблему быстродействия, поскольку выполнение этих вычислений в оперативной памяти управляющей ЭВМ скажется на производительности управляющей программы.

Современные сигнальные процессоры способны обеспечить восстановление дискретного спектра частот излучения за время 2 мс и меньше для выборки объемом 1024 измерения, что соответствует частотному разрешению приблизительно 4 КГц для ширины полосы частот тракта ПЧ у 2 МГц.

Использование СЦОС под управлением ОС типа Windows, при создании полноэкранной управляющей программы для ПАКРК, с возложением на СЦОС рутинных операций по дискретизации входного сигнала и восстановлению дискретного спектра позволяет убрать из управляющей программы рутинные операции дискретизации и вычисления ДПФ

Заключение

Рассмотрение ПАКРК как системы измерения сигналов, работающей в реальном масштабе времени с быстротекущими процессами (сигналами), уровень которых может быть близок к уровню промышленной помехи, показывает, что аппаратная скорость сканирования ПАКРК определяется быстродействием элементов, входящих в его состав.

Рабочий диапазон частот ПАКРК и чувствительность, приведенная ко входу радиоприемного устройства в большой мере определяются характеристиками фидера, такими как длина и погонное затухание.

Литература

1. Пропускная способность интерфейсов <https://altastor.ru/tech/transfer-rate-of-interfaces/>
2. Как узнать реальную скорость передачи данных по USB <https://sat.com.ru/stati/kak-uznat-realnuyu-skorost-peredachi-dannykh-po-usb>,
3. Системные интерфейсы для ПК на основе Intel-386 и Intel-486 <https://intuit.ru/studies/courses/92/92/lecture/28394?page=2>
4. Параметры отечественных коаксиальных кабелей <https://rostech.info/parametry-otechestvennyh-koaksialnyh-kabeley>
5. Корнев А., Гошин Г. Особенности разработки электромеханического СВЧ-переключателя // СВЧ-электроника, №1 (00202) 2021, С. 1-6, <https://irzirk.ru/upload/iblock/6ee/Osobennosti%20разработки%20электромеханического%20СВЧ-переключателя.pdf> www.electronics.ru
6. Корнев А.В. Особенности разработки контактной системы СВЧ-переключателя диапазона частот до 18 ГГц // Ural Radio Engineering Journal. 2023, 7(1), pp. 23-36, DOI:0.15826/urej.2023.7.1.002 <https://clar.urfu.ru/bitstream/10995/123715/1/urej-2023-1-02.pdf>
7. Березняк А.Ф. Синтез и реализация интегральных схем твердотельных СВЧ переключателей с контролируемым уровнем нелинейных искажений дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн дис... канд. техн. наук: 05.12.04; ФГАО ВО Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого. СПб. 2020, 127 л. <https://www.spbstu.ru/upload/postgraduate/dsb/289706-thesis.pdf>
8. Комаров М.И., Панкратов Д.Ю., Степанова А.Г., Чуманов А.Е. Помехоустойчивость и вычислительная сложность алгоритмов демодуляции для систем ММО с разным числом антенн // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2022. Т. 12. № 1. С. 39-47.
9. Панкратов Д.Ю., Степанова А.Г. Вычислительная сложность алгоритмов демодуляции систем ММО с большим числом антенн // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2021. Т. 11. № 1. С. 11-20.

АДАПТИВНАЯ ПОТОКОВАЯ ПЕРЕДАЧА ВИДЕО: АРХИТЕКТУРА, АЛГОРИТМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Мекурия Эвелина Зекариасовна
МТУСИ, студент магистратуры, Москва, Россия
evelina_mekuria@bk.ru

Аннотация

В статье представлен подробный анализ структуры адаптивной потоковой передачи видеоконтента. Статья охватывает ключевые аспекты архитектуры HLS, от источника видео до клиентского устройства, включая этапы кодирования, сегментирования видео, формирования индексных файлов (.m3u8), доставки контента через CDN и динамической адаптации качества воспроизведения. Рассматриваются функциональные особенности каждого компонента системы, а также механизмы, обеспечивающие непрерывность и высокое качество потоковой передачи, как для видео "по запросу", так и для прямых трансляций. Особое внимание уделено адаптивному битрейту как ключевой технологии, позволяющей клиенту динамически выбирать оптимальный поток в зависимости от условий сети, что обеспечивает плавный и стабильный просмотр видео. Статья анализирует два основных подхода: алгоритмы, основанные на пропускной способности, которые оценивают скорость загрузки предыдущих фрагментов видео для выбора следующего битрейта, и алгоритмы, основанные на буфере, которые стремятся поддерживать постоянную заполненность буфера. В статье делается прогноз о возможном развитии алгоритмов адаптивного воспроизведения с использованием машинного обучения, что обещает дальнейшее повышение качества и стабильности потоковой передачи видео.

Ключевые слова

Потоковое вещание, индексный файл, чанки, лестница, адаптивный битрейт, стриминг.

Введение

В последние десятилетия технологии потокового вещания и стриминга стали неотъемлемой частью нашей повседневной жизни, изменив способ потребления медиаконтента. С развитием технологий, протоколов и увеличением скорости передачи данных, стриминг стал доступным для широкой аудитории, что привело к значительным изменениям в медиаиндустрии, образовании и других сферах. Потоковое вещание не только изменили привычные форматы потребления контента, но и открыли новые горизонты для взаимодействия между создателями контента и зрителями.

Эффективная доставка видеоконтента, обеспечивающая высокое качество воспроизведения и минимизирующая задержки и буферизацию, является сложной задачей, требующей применения передовых технологических решений. В основе этих решений лежат протоколы и алгоритмы, позволяющие динамически адаптировать параметры видеопотока к постоянно меняющимся условиям сети и возможностям пользовательских устройств. Я проанализирую архитектуру HLS, изучим функциональные особенности ее ключевых компонентов и процессы, обеспечивающие непрерывную и качественную доставку контента. Особое внимание будет уделено механизмам, позволяющим протоколу HLS динамически подстраивать качество видео в зависимости от пропускной способности сети, что является критически важным для обеспечения комфортного просмотра на различных устройствах.

Таким образом, данная работа предлагает комплексный взгляд на технологии потоковой передачи видео, охватывая как архитектурные аспекты (HLS), так и алгоритмические решения, обеспечивающие адаптацию контента к меняющимся условиям. Стремясь пролить свет на современные методы доставки мультимедийного контента, заметим проблемы и перспективы, стоящие перед этой быстро развивающейся областью.

Архитектура HLS

В прошлом в большинстве технологий потоковой передачи видео или аудио использовались потоковые протоколы, такие как RTP с RTSP. Современные технологии адаптивной потоковой передачи основаны почти исключительно на HLS (HTTP Live Streaming), и предназначены для эффективной работы в больших распределенных сетях HLS (HTTP Live Streaming).

Протокол HTTP Live Streaming (HLS), разработанный компанией Apple, представляет собой широко распространенную технологию адаптивной потоковой передачи мультимедийного контента.

Рассмотрим архитектуру протокола HLS (HTTP Live Streaming) [1].

HLS (HTTP Live Streaming) использует стандартный веб-сервер для распространения видео по запросу, но требует специального программного обеспечения для доставки контента в режиме реального времени. (рис. 1).



Рис. 1. Типовой пример архитектуры HLS [2]

Источник видео (Video Source) – это исходное видео, которое необходимо транслировать. Это может быть живое видео с камеры, предварительно записанный файл или любой другой видео источник. Исходное видео поступает в кодировщик.

Кодировщик берет исходное видео и сжимает его в формат, который подходит для потоковой передачи. Сжатие видеопотока происходит с использованием видеокодеков (H.264, H.265/HEVC). Видеопоток разделяется на короткие сегменты одинаковой длины (обычно 2-10 секунд), записанные в файлы .ts. Данные сегменты называют фрагментами или чанками. Этот подход хорошо работает с потоковыми протоколами на основе HTTP, которые постепенно загружают видеоконтент.

Прежде чем видеоплеер сможет начать воспроизведение, он загружает файл, который описывает фрагменты и доступные битрейты. Такой файл называется манифестом (индексным файлом) и сохраняется в формате .m3u8. Индексный файл содержит простой текст, в котором находятся ссылки на фрагменты или другие индексные файлы. Местоположение файлов и фрагментов урезаются либо через абсолютные URL-адреса, либо через относительные пути. Этот файл манифеста содержит плейлист .m3u8 для HLS и описание представления медиа (MPD) для DASH, которое, в свою очередь, содержит информацию, составляющую профиль потоковой передачи.

Далее подготавливается видео в нескольких битрейтах (разном качестве) для адаптивного потокового вещания. Периодически обновляется плейлист с новой информацией о сегментах в зависимости от качества сети в данный момент. Большинство видеоплатформ способны транскодировать видео в несколько форматов из одного исходного файла.

Действуя как стандартный веб-сервер, сервер принимает запросы от клиентов и доставляет все необходимое для воспроизведения.

Сервер хранит индексный файл. Данный сервер обеспечивает для CDN доступ к файлам и ссылкам. CDN – это распределенная сеть серверов, которая доставляет контент пользователям с ближайшего сервера. Система обеспечивает клиенту более быструю загрузку и плавное воспроизведение видео. Клиент – это устройство пользователя (компьютер, смартфон, телевизор), которое воспроизводит видео.

Клиентская сторона запрашивает, загружает индексный файл (.m3u8) и выбирает подходящий битрейт в зависимости от скорости интернета. Затем загружает и последовательно воспроизводит сегменты видео (.ts), указанные в индексном файле, собирая сегменты вместе таким образом, чтобы предоставить пользователю непрерывный поток видео. Клиент может динамически переключаться между разными битрейтами, чтобы обеспечить плавное воспроизведение.

Клиентское программное обеспечение загружает первый индексный файл по URL-адресу, а затем несколько доступных медиафайлов. Программное обеспечение воспроизведения собирает все в последовательность для воспроизведения. Есть два режима работы HLS – «по запросу» и прямая трансляция. В режиме «по запросу» плейлист содержит ссылки на все фрагменты от первого до последнего. В режиме прямой трансляции плейлист содержит ссылки только на несколько последних фрагментов. При последующих обращениях к плейлисту, фрагменты будут обновляться, отображая текущее состояние трансляции. HLS поддерживает адаптивный битрейт, позволяя использовать несколько потоков одновременно. Каждый поток может содержать тот же контент, но с разным битрейтом и другими характеристиками. Во время воспроизведения клиент может выбирать из доступных потоков, что позволяет адаптировать сеанс к условиям сети [3].

Типы потоковой передачи видеоконтента

Видеоплееры обычно начинают потоковую передачу с самой низкой скорости передачи данных (битрейта) и запрашивают видеофрагменты более высокого или низкого качества по мере изменения условий сети. У каждого плеера есть свой алгоритм для принятия решения о том, какие битрейты загружать следующим.

Видеоплееры используют два распространённых типа потоковой передачи видео, которые основаны на пропускной способности и на буфере. Алгоритмы, основанные на пропускной способности, измеряют скорость загрузки предыдущих фрагментов видео. По прошлым фрагментам алгоритмы определяют какой битрейт выбрать следующим. Проблема в том, что оценка пропускной способности может не совпадать с битрейтом кодера во время прямых трансляций.

Алгоритмы, основанные на буфере, пытаются контролировать заполненность буфера, чтобы гарантировать, что всегда будет достаточно видеофрагментов, готовых к воспроизведению. Если локальный буфер исчерпывает медиаконтент, следующий битрейт будет ниже, чтобы опережать воспроизведение. Проблема заключается в том, чтобы понять, насколько нужно снизить битрейт, чтобы заполнить буфер, не слишком сильно снижая качество.

Алгоритмы на основе буфера пытаются контролировать заполнение буфера, чтобы гарантировать, что всегда достаточно видеофрагментов, готовых к воспроизведению. Если в локальном буфере заканчивается медиа, следующий битрейт будет ниже, чтобы опережать воспроизведение. Проблема заключается в том, чтобы понять, насколько нужно снизить битрейт, чтобы заполнить буфер, не слишком сильно ухудшая качество.

Некоторые адаптивные проигрыватели даже предлагают гибрид этих двух подходов. Например, **THEOplayer** постоянно оценивает свою скорость загрузки и может переключать битрейт в середине загрузки, чтобы поддерживать высокую заполняемость буфера. В ближайшие годы могут получить распространение более продвинутые алгоритмы с использованием машинного обучения. Эти технологии помогают вывести адаптивное воспроизведение на новый уровень.

Выбор качества видео при адаптивном потоковом вещании

Вместо того, чтобы просто транслировать один и тот же поток всем, сервер создает версии видео, каждая из которых оптимизирована для конкретных размеров экрана и их типичного использования.

Представьте себе, что вы смотрите видео на маленьком экране смартфона. В этом случае система адаптивного потокового вещания понимает, что нет смысла тратить ресурсы на передачу лишнего объёма информации. Поэтому, если у вас нестабильный Wi-Fi, система может выбрать версию видео с меньшим разрешением, например, 240p. Это не только помогает избежать буферизации, но и снижает потребление трафика и заряда батареи, что особенно важно для мобильных устройств.

Теперь, если вы смотрите, то же видео на смартфоне, но уже с хорошим Wi-Fi, система понимает, что можно предоставить картинку лучшего качества. Вы увидите видео с более высоким разрешением, например, 360p, на котором детали будут более четкими, поскольку маленький экран позволяет воспринимать их в полной мере.

Если же пропускная способность сети отличная, и вы все еще смотрите видео на смартфоне, то вам может быть предложена версия стандартного качества в 480p, обеспечивающая более четкую картинку, чем предыдущие варианты. Это позволяет вам получить более приятные впечатления от просмотра на небольшом экране, но без перерасхода трафика.

Вследствие технологических достижений последних лет, стало значительно проще обеспечивать видео высокого качества, что выражается в возможности гарантировать разрешение 720p и выше, предоставляя тем самым пользователю более насыщенный и качественный опыт просмотра. В связи с этим для планшетов и ноутбуков, которые имеют экраны среднего размера, система подберет видео в HD-качестве (720p). Это обеспечит заметное увеличение четкости и детализации изображения, что важно на экранах такого размера, где качество изображения становится более заметным.

На ноутбуках, планшетах и телевизорах вы, как правило, будете смотреть видео в Full HD качестве (1080p). Благодаря тому, что эти устройства имеют экраны большего размера, вы сможете оценить все преимущества более высокого разрешения, так как при просмотре контента на смартфоне пользователь не заметит разницы между разрешениями. Здесь система обеспечивает баланс между качеством картинки и объемом передаваемых данных, учитывая то, что часто эти устройства подключены к надежным сетям.

Наконец, для больших телевизоров с ультравысоким разрешением (4K), а также для просмотра контента на больших экранах, адаптивное потоковое вещание предоставит вам Ultra HD качество (4K). На этих экра-

нах вы сможете оценить невероятную четкость и детализацию изображения, которую невозможно заметить на маленьких экранах.

Важно понимать, что адаптивное потоковое вещание – это динамический процесс, который постоянно подстраивается под условия, позволяя смотреть видео без задержек и в наилучшем возможном качестве.

Решения адаптивной потоковой передачи видеоконтента

Профиль потоковой передачи – это набор вариантов, которые вы хотите сделать доступными для конкретного видео. Это означает создание "лестницы", которая включает в себя различные битрейты, разрешения, кодеки и другие параметры.

Большинство профилей (адаптивного битрейта) представляют собой универсальные конструкции "лестницы", предназначенные для оптимизации всех видеофайлов для любого потокового устройства и сетевых условий. Apple даже предложила фиксированную лестницу кодирования с битрейтом (см. ниже), которую Netflix позже усовершенствовал для максимизации качества видео на каждой конкретной ступени.

В последнее время набирает популярность контекстно-зависимое кодирование. Этот метод учитывает устройства пользователей при кодировании. Каждый фрагмент контента кодируется для определенных типов устройств – от смартфонов до Smart TV – для создания настраиваемой лестницы битрейта. Это позволяет вещателям предлагать более высокое качество обслуживания при сниженных требованиях к пропускной способности.

В конечном счете, не существует единого профиля потоковой передачи, который бы соответствовал потребностям каждого вещателя. Именно поэтому в следующем разделе я рассмотрю общие рекомендации относительно того, какие протоколы и битрейты должны быть включены в большинство профилей потоковой передачи [4].

Лестница в потоковом вещании

Лестница – это важный компонент потоковой передачи видео. Она обеспечивает плавный и адаптируемый просмотр. Лестница использует несколько версий видео, каждая из которых закодирована с разными битрейтами и разрешениями с помощью кодирования видео. Этот набор различных потоков позволяет кодировщику легко переключаться между ними в зависимости от условий сети и возможностей устройства зрителя. [5]

При кодировании видеоконтент транскодируется на несколько уровней качества. Это формирует ступени лестницы. Во время воспроизведения система потоковой передачи видео динамически выбирает наиболее подходящий поток, обеспечивая максимально возможное качество без буферизации. Эта адаптивность гарантирует, что зрители наслаждаются непрерывным потоком высококачественного просмотра, независимо от колебаний качества интернет-соединения.

Перспективы развития

В последнее время машинное обучение стало появляться в адаптивной потоковой передаче. Применение машинного обучения и искусственного интеллекта открывает новые горизонты для адаптивной потоковой передачи видеоконтента. Данные технологии позволяют создавать более интеллектуальные и адаптивные алгоритмы, способные предсказывать изменения в сети и адаптировать потоковую передачу в реальном времени.

VP9 и AV1 являются перспективными кодеками, которые в будущем будут широко распространены, поэтому они также хранятся на серверах видеоплееров. Данные кодеки обеспечивают более высокое качество видео при меньшем объеме данных. VP9 и AV1 кодеки уже используются некоторыми платформами, и их популярность будет только расти по мере увеличения скорости интернета и мощности устройств.

Заключение

В данной работе мы рассмотрели ключевые аспекты адаптивной потоковой передачи видео, а также алгоритмы адаптивного управления битрейтом, обеспечивающие динамическую подстройку качества видео. Была подробно рассмотрена структура потоковой передачи, основанная на принципе сегментирования и адаптации.

Рассмотрены этапы кодирования, сегментации, формирования плейлистов и доставки контента через CDN, подчеркнув роль каждого компонента в обеспечении надежного и плавного воспроизведения. Стало

очевидно, что HLS, благодаря своей гибкости и адаптивности, является фундаментом многих современных видеоплатформ и сервисов.

В данной статье проанализированы алгоритмы, основанные на пропускной способности и на буфере, выявив их преимущества и недостатки, а также рассмотрены гибридные подходы, стремящиеся объединить лучшие качества обеих стратегий. Освещены перспективные направления развития, связанные с применением машинного обучения для создания более интеллектуальных и адаптивных алгоритмов.

Применение машинного обучения и искусственного интеллекта, приведет к появлению более сложных и эффективных систем, способных предсказывать изменения в сети и адаптировать потоковую передачу в реальном времени, предоставляя пользователям еще более плавный и качественный опыт просмотра.

Таким образом, данная работа не только представила обзор современных методов потоковой передачи видео, но и подчеркнула важность постоянного развития и адаптации в этой быстро меняющейся области, а также отметила ключевые направления для будущих исследований и усовершенствований.

Литература

1. HLS (HTTP Live Streaming) [Электронный ресурс] // Flussonic: [сайт]. URL: <https://flussonic.ru/glossary/hls/> (дата обращения: 20.01.2025).
2. *Полещук С.В.* Технология HLS: история создания и перспективы развития // Телеспутник. 2013. № 11. С. 70-73.
3. EdgeЦентр. Адаптивный битрейт (Adaptive bitrate) [Электронный ресурс] // EdgeЦентр: [сайт]. URL: <https://edgecenter.ru/knowledge-base/streaming-platform/adaptive-bitrate> (дата обращения: 20.05.2024).
4. EdgeЦентр. Как транскодировать видео в HLS [Электронный ресурс] // EdgeЦентр: [сайт]. URL: <https://edgecenter.ru/knowledge-base/streaming-platform/transcode-video-to-hls> (дата обращения: 20.01.2025).
5. Adaptive Bitrate Streaming: What it Is and How the ABR Algorithm Works // Dacast. URL: <https://www.dacast.com/blog/adaptive-bitrate-streaming/> (дата обращения: 27.01.2025).