Российское НТОРЭС имени А.С. Попова
совместно с Международным Союзом Электросвязи (ITU),
Институтом Инженеров Электротехники и Электроники (IEEE),
Московским Техническим Университетом Связи и Информатики (ФГОБУ ВПО МТУСИ),
Издательским Домом «Медиа Паблишер"
при поддержке Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

«Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» «СИНХРОИНФО 2015»

СБОРНИК ТРУДОВ

ОРГАНИЗАТОРЫ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

Российское правление Российского НТОРЭС имени А.С.Попова
Международный Союз Электросвязи (ITU)
Институт Инженеров Электротехники и Электроники (IEEE)
Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ)
Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ)
Издательский Дом «Медиа Паблишер"

МЕСТО ПРОВЕДЕНИЯ

193232, г. Санкт-Петербург, Проспект Большевиков, д. 22, корп. 1
Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Языки конференции: русский, английский

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета

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

Члены Оргкомитета

Дукельский К.В.: к.т.н., доц.- проректор по научной работе СПбГУТ

Леонов Г.А.: д.ф-м.н., профессор, декан МехМат СПбГУ, член-корр. РАН

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

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

Алексеенко И.А.: начальник управления маркетинга и рекламы СПбГУТ

Хасьянова Е.Р.: секретарь секции «Устройства Синхронизации» РНТОРЭС им А.С. Попова, аспирант МТУСИ

Телефоны оргкомитета:

8 (926) 218-82-43 ***Дымкова Светлана Сергеевна***
8 (495) 957-77-43 ***Дорошкевич Ольга Владимировна***

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР

KEYSIGHT TECHNOLOGIES

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ

Бинар-ком
инновации в телекоммуникациях

ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПОНСОРЫ

T•Comm
Телекоммуникации и Транспорт

Hi-tech Earth Space RESEARCH

ЖУРНАЛ ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

СОДЕРЖАНИЕ

Шкляревский И.Ю., Дяденко Е.М., Шкляревский А.И.
Современные тенденции в отраслевой специализации протокола прецизионного времени IEEE-1588 8

Сперанский В.С., Спирин А.П., Фролов А.А., Косичкина Т.П.
Перспективы развития сверхширокополосных систем связи в направлении когнитивного радио 9

Сторожук Н.Л.
Двухканальный анализатор качества каналов с функциями проверки параметров синхронизации и измерения разности шкал времени в сетях с пакетной коммутацией 12

Леонов Г.А, Кузнецов Н.В., Юлдашев М.В. 13
Нелинейные математические модели схем костаса

Пономаренко В.П.
Регулярные и хаотические автомодуляционные режимы генератора с частотным управлением 15

Антоновская О.Г., Горюнов В.И.
Качественный анализ динамики синтезатора частоты с комбинированным управлением 18

Балахонов К.А., Шахтарин Б.И., Федотов А.А.
Метод частотной синхронизации для OFDM-систем в каналах с АГБШ и рэлеевскими замираниями 21

Шахтарин Б.И., Сидоркина Ю.А.
Моделирование гибридной системы фазовой и тактовой синхронизации широкополосных сигналов 25

Бирюков Н.Л., Триска Н.Р.
Анализ плезиохронной передачи в пакетных сетях 27

Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А.
Метод тестирования и калибровки передатчиков синхронного ТВ вещания в сети SFN 30

Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А.
Технологии оценки качества работы пакетных сетей IPTV по коэффициенту BER в режиме ТВ вещания 33

Колтунов М.Н., Шварц М.Л.
Использование управляемого фазового детектора системы ФАПЧ для формирования синхросигнала 36

Кузнецов И.В., Филатов П.Е.
Аспекты построения группового кодека с ДИКМ для многоканальных систем связи 39

Еремичев В.И., Смирнов Н.И., Цыренова Л.А.
Выбор зоны покрытия сигналами мобильной связи 42

Смирнов Н.И., Мельник С.В.
Синхронизация времени в капиллярной сети 47

Грязев А.Н., Мельник С.В., Смирнов Н.И.
Синхронизация времени для определения местоположения объектов в закрытых помещениях 51

Богачков И.В., Майстренко В.А.
Экспериментальные исследования поперечных деформаций оптических волокон 55

Богачков И.В., Майстренко В.А.
Обнаружение «проблемных» участков в волоконно-оптических линиях связи
на основе анализа спектра бриллюэновского рассеяния 58

Богачков И.В.
Исследования влияния температуры на спектр бриллюэновского рассеяния
и характеристики оптических волокон 61

Богачков И.В.
Проблемы анализа спектра бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах
со смещённой дисперсией 65

Богачков И.В.
Исследования влияния продольной растягивающей силы в оптических волокнах
на спектр бриллюэновского рассеяния 69

Mike Millhaem.
Optimizing Throughput in Transceiver Testing with a PXIe Vector Signal Generator 73

Byoung Jin Lee.
Creating a Navigation and Autopilot System for Unmanned Aerial Vehicles Using NI
Single-Board RIO and NI LabVIEW 76

Yoji Sekine.
Simplifying HDMI 2.0 Source Impedance Measurements with a VNA-Based Methodology 82

Андреев В.В.
Программно-аппаратный комплекс для шифрования информации на основе динамического хаоса,
генерируемого аттрактором Лоренца 86

Дроздова Е.М., Болдырева Т.И.
RC-автогенератор с мостом вина в цепи ОС и системой АРА 87

Дингес С.И., Пестряков А.В., Соловьев Д.А.
Программный комплекс векторного формирования и анализа сигналов цифровых
систем связи «вектор» версии 6.MiMo 90

Дроздовский А.В., Устинов А.Б., Калиникос Б.А.
Генерация СВЧ сигнала в активном кольце, содержащем спин-волновую линию задержки 93

Кондрашов А.В., Устинов А.Б., Калиникос Б.А.
Широкополосный генератор свч динамического хаоса на основе ферромагнитной пленки 96

Кочемасов Д.В., Кулешов В.Н.
Кольцевые гун квадратурных колебаний: теория и моделирование в среде ADS 99

Кулешов В.Н., Кочемасов Д.В., Чернова К.И.
Генератор квадратурных колебаний на основе двух взаимно синхронизированных
автогенераторов 102

Кочемасов В.Н., Черкашин А.А.
Цифровые вычислительные синтезаторы - современные способы построения узлов 105

Кузменков А.С., Гребенко Ю.А.
Малошумящий синтезатор частот с ФАПЧ и смещением частоты в тракте обратной связи 109

Митрофанов А.А., Сафин А.Р., Удалов Н.Н.
Уменьшение фазовых шумов СПИН-трансферного наноосциллятора в системе фазовой автоподстройки частоты 113

Пестряков А.В., Хасьянова Е.Р.
Использование метода усреднения по времени для компенсации сдвига постоянной составляющей в приемнике прямого преобразования 115

Сафин А.Р., Стремоухов П.А., Удалов Н.Н., Устинов А.Б.
Схема компенсации неизохронности в резонаторе с нелинейным сопротивлением потерь под гармоническим внешним воздействием 118

Смирнов А.В., Горгадзе С.Ф.
Эффект амплитудно-фазовой конверсии при высокоэффективном усилении мощности 120

Савченко М.П., Старовойтова О.В.
Способ снижения неизохронности управляемого напряжением автогенератора 121

Рябов И.В., Стрельников И.В., Толмачев С.В.
Цифроаналоговый синтезатор сверхширокополосных сигналов 125

Рябов И.В., Стрельников И.В., Чернов Д.А.
Цифровой вычислительный синтезатор с v-образным законом модуляции частоты 127

Владимиров М.Д.
Расчёт переходных процессов в линейных системах при воздействии периодических последовательностей импульсных сигналов методом Лапласа-Паде 130

Кочемасов В.Н., Голубков А.В., Дингес С.И., Хасьянова Е.Р.
Комплекс аппаратно-программных лабораторных стендов для исследования спектральных характеристик современных устройств формирования сигналов 133

Устинов А.Б., Никитин А.А., Калиникос Б.А.
Электронно-перестраиваемый спин-волновой радиофотонный генератор 136

Ali harmouch.
On the miniaturization of Cylindrical Omni-directional Slotted Waveguide Antennas for Wireless applications 139

Ali Harmouch, Hassan Haddad.
Ring-shaped model of an omnidirectional slotted waveguide antenna with enhanced electrical and mechanical characteristics 141

Hiang Chuan, Tan.
LTE/LTE-Advanced PHY Layer Coding Rate Based Performance Verification 142

Волчков В.П., Санников В.Г.
Синтез канальных прекодеров для систем связи с финитным сигнальным базисом 152

Брайловский Г.С., Никифоров В.И.
Синхронизация в дуплексных цифровых каналах связи 155

Жиров В.А., Зайцев С.Г., Овчаренко А.В.
Аналого-цифровое преобразование широкополосного композитного сигнала 158

Иванченкова Е.С.
Разработка информационной подсистемы выбора управленческих решений
с использованием сетецентрических технологий 161

Лобов Е.М., Косилов И.С., Кандауров Н.А., Елсуков Б.А.
Качество Обнаружения широкополосных сигналов в условиях дисперсионных искажений
в ионосферной радиолинии 162

Карпухин Е.О., Мазепа Р.Б., Михайлов В.Ю.
Эффективность применения сигнально-кодовых конструкций на основе FH-OFDM
при воздействии эффекта Доплера 165

Аджемов С.С., Виноградов А.Г., Лобов Е.М., Теохаров А.Н.
Прямая оценка полного электронного содержания ионосферы (TEC) путем специальной
обработки широкополосного радиолокационного сигнала 167

Меерович В.Д., Каменский В.В., Соколов С.В.
Высокоточное позиционирование подвижных объектов на основе идентификации
параметров навигационных спутников 170

Поборчая Н.Е.
Анализ алгоритмов компенсации искажений сигнала КАМ-64, наблюдаемого
на фоне аддитивного белого шума и МСИ 173

Кузьмин Г.В., Кучумов А.А., Припутин В.С.
Об одном методе пространственно-поляризационной селекции 176

Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Чернов А.А., Кислицын А.А.
Исследование полосы когерентности при трансионосферном зондировании 179

Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Чернов А.А., Овчинников В.В.
Первичная обработка ионограмм наземного зондирования ионосферного вч радиоканала
на базе labview 182

Соловьев Д.М., Скороходов Е.А.
Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора многолучевого радиоканала 185

Токарь М.С., Макаревич А.Л.
Анализ эффективных методов передачи информации для многоантенных радиосистем 188

Тюкин А.Л.
Исследование динамических характеристик телевизионной системы позиционирования
в помещении 191

Хрящев В.В., Лебедев А.А.
Распознавание лиц на изображениях при наличии искажений 194

Грушин П.И., Логинов В.И., Ямпурин Н.П.
Анализ помех и оптимизация частотного распределения нелинейного преобразования частот в системах когнитивного радио 197

Шинаков Ю.С.
Вероятностный анализ помехи нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией 200

Арыков С.Б., Судьбин А.А.
Быстрое прототипирование приёмника на основе модельно-ориентированного проектирования 203

Хашагульгов Р.А-М., Ходор М.А.
Частная авиация – новая угроза безопасности воздушного движения в России 206

Буренин А.Н., Легков К.Е., Нестеренко О.Е.
Основые положения управления контентом специального назначения 210

Буренин А.Н., Легков К.Е.
Архитектурные принципы организации автоматизированных систем управления инфокоммуникационными сетями специального назначения 213

Ariunaa Tsogbadrakh.
Problems of QoS support in VOIP network of Mongolia 216

Lihtsinder B.Ya., Ryzhikh S.V., Clitheroe Sean.
Algorithm for balancing the traffic of ethernet ring networks, applied to execution to the software 222

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ В ОТРАСЛЕВОЙ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ ПРОТОКОЛА ПРЕЦИЗИОННОГО ВРЕМЕНИ IEEE-1588

Шкляревский И.Ю., *ish@ist.net.ua*, **Дяденко Е.М., Шкляревский А.И.,** *ООО "ИСТ" г. Киев, Украина*

Shkliarevskyi I.Y., *ish@ist.net.ua*, **Dyadenko E.M., Shkliarevskyi A.I.,** *IST Ltd, Kiev, Ukraine*

Abstract

PTP or IEEE 1588-2008 protocol has extended it's implementation in different applications for time and frequency distribution through IP-networks. The report traces some new tendencies in PTP profiles standardisation by different international organizations and compared each other. Conclusions have made that the PTP profiles divergence tendency still presents now, though new tendecies appear in the opposite directions.

Использование протокола прецизионного времени согласно стандарта IEEE 1588-2008 (далее - PTP) существенно расширилось на протяжении последних лет, поскольку данному протоколу, при наличии задачи распространения по современым локальным и глобальным сетям шкалы времени с микросекундной точностью, нет сегодня разумной альтернативы.

Экспериментальные исследования и практика внедрения PTP в действующие сети во всем мире вызвала бурную дифференциацию протокола, проявляющуюся посредством разработки и последующей стандартизации так называемых профилей PTP, т.е. наборов параметров и установок, не противоречащих основному стандарту [1], но учитывающих особенности локальной или глобальной сети, требующейся той или иной отрасли. Причем в большинстве случаев профили PTP несовместимы друг с другом.

Анализ различий и проблем совместимости различных профилей [2], проведенный примерно полтора года назад, сегодня уже требует дополнений и уточнений, отражающих быстрые изменения в практике применения PTP, в том числе активно продвигается стандартизация еще нескольких новых профилей[3], [4]. Таким образом, тенденции, отслеженные в [2], продолжают нарастать, хотя в это же время возникают и подвижки в противоположную сторону, направленные к унификации профилей PTP.

Литература

1. IEEE std. 1588-2008, "IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization for Networked Measurement and Control Systems", July, 2008.

2. Shkliarevskyi I. "Precision Time Protocol in different applications: profile comparative analysis" // T-Comm. 2014. No.11, pp.116-119.

3. Arnold D., Gerstung H., "Enterprise Profile for PTP", TICTOC Working Group Internet Draft, Feb 2015, Expires: August 4, 2015.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В НАПРАВЛЕНИИ КОГНИТИВНОГО РАДИО

DEVELOPMENT PROSPECTS OF UWB COMMUNICATION IN THE DIRECTION OF COGNITIVE RADIO

Сперанский В.С., Спирин А.П., Фролов А.А., Косичкина Т.П., rit@mtuci.ru,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Speransky V.S., Spirin A.P., Frolov A.A., Kosichkina T.P., rit@mtuci.ru,
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Abstract

Currently, the popular idea of communication systems based on the reuse of the spectrum is a cognitive radio. With regard to the cognitive UWB system this term understand their ability to borrow unused portions of the spectrum, distributed between the primary users. Depending on the technology used ultrawideband, it is possible to perform different allocation methods. In particular, the main method of pulse systems that provide cognitive, is the formation of the pulse shape to fit it in order to free range. For multi UWB cognition provided a frequency hopping technique or orthogonal frequency division multiplexing. Produced an overview of existing methods of forming and processing of ultra-wideband signals and the problems arising from their use.

Сверхширокополосные (СШП) системы связи определяются как системы малого радиуса действия, работающие в диапазоне 2,85-10,6 ГГц [1]. Основной особенностью таких систем является использование для передачи и приема данных радиоканала шириной не менее 500 МГц.

Основной причиной пристального внимания к СШП сигналам и системам стала идея повторного использования радиочастотного диапазона [2]. К преимуществам систем, использующих СШП сигналы, следует отнести также потенциально высокую скорость передачи информации. Несмотря на значительный рост научных исследований, широкое распространение такие системы не получили. Основная причина, по которой этого не произошло, – небольшая дальность действия таких систем [3]. Ограничение на радиоизлучение позволило создать системы передачи данных на расстояние до 1 метра. К тому же помехи от узкополосных систем, работающих в том же частотном диапазоне, привели к снижению заявленной скорости передачи.

В настоящее время популярной идеей развития систем связи на основе вторичного использования спектра является когнитивное радио. Основная идея когнитивного радио в том, чтобы обеспечить альтернативный доступ к временно и/или географически не используемым лицензированным частотным полосам, избегая конфликтов с законными владельцами лицензий в этих полосах, называемыми первичными пользователями. Для достижения этого требуются новые алгоритмы управления помеховой обстановкой, которые должны ограничить интерференцию для первичных пользователей. Ключевым аспектом любой схемы управления интерференцией является мониторинг спектра, который позволяет выявлять и отслеживать основных пользователей.

В настоящее время на основе этой технологии активно строятся системы широкополосного радиодоступа в диапазоне 50…960 МГц, а также разработано предложение по модернизации российской сети GSM. Последняя строится на основе принципов вторичного использования РЧС, т.е. приоритет использования частотного диапазона принадлежит разрешенным системам связи, использующим тот же диапазон частот, что и система когнитивного радио.

В настоящее время, технология сверхширокополосной передачи обеспечивает прекрасные возможности для широкополосной беспроводной связи, неплохо вписываясь в концепцию когнитивного радио, поскольку полоса частот для СШП систем уже зафиксирована в нормативных и лицензирующих органах [1]. В работе [4] показано, что нынешние возможности спектра неэффективно используются во времени и пространстве, особенно на частотах более 2 ГГц. Это приводит к появлению «белых пятен»,

то есть фиксированных частот, которые не используются в данный момент, но которые, однако, могли быть доступны для нелицензионных пользователей.

Из-за увеличенного диапазона занимаемых частот СШП устройства вторичных пользователей могут создавать помехи устройствам других инфокоммуникационных технологий или услуг, например UMTS, GPS, WiMAX, спутниковому ТВ. Однако когнитивное радио использует два подхода, которые обеспечивают сосуществование всех этих коммуникационных технологий и услуг – динамическое управление спектром и детектирование и предупреждение столкновений [5].

Обычно когнитивность сверхширокополосных систем ассоциируется со способностью таких систем работать на вторичной основе во всем диапазоне частот, т.н. работа «под шумами» (underlay). Однако СШП технологии позволяют работать и в режиме перемежения частотных полос (overlay), разница между ними заключается в количестве передаваемой мощности. В первом режиме СШП система излучает ограниченное количество мощности, которая распределяется в широком диапазоне частот. В этом случае следует принимать во внимание взаимное влияние СШП систем и систем, сосуществующих с ними в одном частотном диапазоне. В режиме перемежения передаваемая мощность может быть значительно выше, она может быть увеличена до уровня, который можно сравнить с мощностью лицензированных систем.

Возможность применения режима перемежения определяется двумя условиями: гарантия того, что спектр является полностью свободным от сигналов других систем, и пересмотр регулирующих правил для возможности осуществления этого режима.

Возможен также комбинированный режим работы, при этом осуществляется специальное формирование передаваемого сигнала. Форма сигнала формируется таким образом, чтобы в части спектра, занятой другими пользователями, он находился «под шумами», а в относительно свободной части его мощность достаточно велика [5]. Существует несколько способов формирования СШП сигнала, которые рассмотрены ниже.

Задача синтеза импульса специальной формы возникла из задачи обеспечения ЭМС СШП и узкополосных сигналов исходя из заданных норм на излучение [3]. Идея проста: по заданной маске спектра производится синтез импульса с параметрами, удовлетворяющими заданным нормам на излучение. Несмотря на то, что изначально считалось, что СШП сигналы не создают помех в заданном частотном диапазоне, т.к. работают ниже уровня шумов, все же высказывались опасения об их негативном влиянии на системы навигации, радиоастрономии и другие системы, где помехи даже с малым уровнем нежелательны. Очевидно, что широко применяемый в первых СШП системах гауссовский моноцикл не всегда хорошо вписывался в маску спектра. Тогда было предложено максимально подавлять или даже вырезать те участки спектра СШП сигнала, где работают данные системы. Для преодоления этой проблемы было найдено несколько решений, которые впоследствии были развиты в сторону адаптации спектрального состава импульса к меняющейся помеховой обстановке.

К примеру, импульс в виде гауссовского моноцикла можно предварительно отфильтровать с помощью цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой [7]. Преимуществом данного метода можно считать также то, что с помощью него можно синтезировать ортогональные импульсы, обладающие хорошими авто и взаимокорреляционными свойствами.

Адаптивный метод формирования импульса, описанный в [8], основан на итеративном алгоритме, в котором используется линейная комбинация производных гауссовского импульса. Алгоритм выполняется до тех пор, пока не будет найдена удовлетворительная аппроксимация заданной спектральной плотности мощности.

Еще одним методом формирования СШП импульса являются методы, основанные на применении негауссовой формы импульса [90], а именно модифицированных эрмитовых импульсов, модифицированных импульсов формы «приподнятый косинус», ортогональных полиномиальных импульсов.

Известны алгоритмы, основанные на применении нейросетевых методов [10], вейвлет-функций и вейвлет-преобразований (например, [11]).

Среди разнообразных форм импульсов следует отметить применение импульсов с линейной частотной модуляцией, позволяющих получить наиболее равномерный спектр в заданной полосе частот [12].

Несмотря на разнообразие методов и активность исследований в этой области следует отметить один существенный недостаток, возникающий при применении методов синтеза формы импульсов – все они не учитывают последствия прохождения синтезированных импульсов через антенный тракт и среду передачи. При этом возможны такие искажения, которые сведут на нет все преимущества адапта-

ции формы импульса. Поэтому следующим шагом в разработке когнитивных СШП систем явилось создание антенн, с реконфигурируемыми полосами подавления [5]. Применение таких антенн возможно в обоих режимах: и на вторичной основе и в режиме перемежения, однако во втором режиме работа такой антенны является более устойчивой.

Антенны, предназначенные для когнитивных СШП устройств, работающих на основе совместного использования спектра, как правило, двухпортовые. В таких антенных системах один порт используется для мониторинга, а другой – для связи. Примеры таких антенн приведены в [5].

Таким образом, следует использовать рассмотренные возможности СШП технологии: гибкость относительно занимаемой полосы частот, способность к адаптации, способность к изменению скорости передачи данных в соответствии с доступной пропускной способностью, для реализации систем когнитивного радио. Кроме того, высокая скрытность, универсальность и простота реализации СШП систем делают их потенциальными кандидатами для применения в сетях когнитивного радио.

Литература

1. Решение Государственной комиссии по радиочастотам при Министерстве связи и массовых коммуникаций от 15 декабря 2009 г. №09-05-02 «О результатах работ по конверсии радиочастотного спектра по вопросу использования полосы радиочастот 2,85-10,6 ГГц сверхширокополосными беспроводными устройствами».

2. Фролов А.А. Применение сверхширокополосных систем для решения проблемы дефицита РЧС // Вестник связи. - 2012. - № 9. - С. 12-16.

3. Косичкина Т.П., Сидорова Т.В., Сперанский В.С. Сверхширокополосные системы телекоммуникаций. – М.:Инсвязьиздат, 2008.

4. V. Vaclav, R. Marelek, G. Baudoin, M. Villegas, M. Suarez and F. Robert, Survey on Spectrum Utilization in Europe: Measurements, Analyses and Observations, in 5th International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2010.

5. Mohammed Al-Husseini, Karim Y. Kabalan, Ali El-Hajj1 and Christos G. Christodoulou Cognitive Radio: UWB Integration and Related Antenna Design/ New Trends in Technologies: Control, Management, Computational Intelligence and Network Systems. Edited by Meng Joo Er.Sciyo, 2010 pp 395-412.

6. Arslan, H. & Sahin, M. UWB-Based Cognitive Radio Networks, In: Cognitive Wireless Communication Networks, Hossain, E. & Bhargava, V.K., (Ed.), 213-230, Springer US, ISBN 978-0-387-68830-5, New York, 2007.

7. Wu X., Tian Z., Davidson T.N., Giannakis G.B. “Optimal Waveform Design for UWB Radios”. IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 54, pp. 2009-2021, June. 2006.

8. L.-L. Zhou and H.-B. Zhu Iterative Solution to the Notched Waveform Design in Cognitive Ultra-Wideband Radio System. Progress In Electromagnetics Research, PIER 75, 271–284, 2007.

9. Z. Hasan, U. Phuyal, A.K. Chaturvedi and V.K. Bhargave, "ISI-free pulses for high-data-rate ultra-wideband wireless system," IEEE Canadian Jour. of Elec. and Comm. Engineering, vol. 32, no. 4, pp.187-192, 2007.

10. Sun X., Li B, Zhao C., Jia Y.: *Adaptive narrowband interference mitigation by designing UWB waveforms based on radial basis function neural networks.* EURASIP J. Wirel. Commun. Netw. 2013,*2013*(1)*:*1–11.

11. Lloyd Emmanuel, Xavier . N. Fernando "Wavelet based spectral shaping of UWB radio signal for multi system coexistence " Science Direct Computers & Electrical Engineers, Vol. 36, Issue 2, pp. 261-268, March 2010.

12. Shen, Hanbing, Weihua Zhang, and Kyung Sup Kwak. "Chirp-based cognitive ultra-wideband radio." *ETRI journal* 29.5 (2007): 676-678.

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ АНАЛИЗАТОР КАЧЕСТВА КАНАЛОВ С ФУНКЦИЯМИ ПРОВЕРКИ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОНИЗАЦИИ И ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ШКАЛ ВРЕМЕНИ В СЕТЯХ С ПАКЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Сторожук Н.Л., *заместитель генерального директора, ООО «Бинар-КОМ», к.т.н.*

Техническое развитие сетей передачи данных с пакетной коммутацией и законодательные изменения последних лет поставили ряд новых задач перед метрологическими службами и эксплуатационными подразделениями операторов связи. Это в свою очередь привело к дальнейшему развитию телекоммуникационных средств измерений и появлению у них новых функций.

Новый портативный двухканальный анализатор каналов пакетных сетей МАКС-ЕМК предназначен для проведения эксплуатационных и приемо-сдаточных испытаний при обслуживании современных систем связи на основе технологии IP, выполнения измерений параметров сетей передачи данных, для контроля их на соответствие регламентированному уровню качества предоставления услуг. Прибор также позволит измерять параметры качества синхронизации различных систем с измерением расхождение шкал времени в сетях операторов связи. Контроль параметров транспортных потоков сетей Ethernet, Fast Ethernet и Gigabit Ethernet проводится в соответствии с международными рекомендациями.

Отличительная особенность данного прибора состоит в том, что ручной тестер пультового типа содержит в своем составе термостатированный тактовый генератор, ГЛОНАСС/GPS приемник и приемопередатчик Wi-Fi, что позволяет реализовать следующие уникальные для приборов данного типа функции:

- синхронизация частоты и времени с системами ГЛОНАСС/GPS;
- измерение расхождений шкал времени по сигналу синхронизации 1 Гц от разных источников синхронизации;
- выдача сигналов синхронизации 1 Гц от разных источников синхронизации на внешний выход;
- проверка работы синхронизации по протоколу PTP и измерение её точности;
- поддержка измерений параметров с повышенной точностью;
- измерение параметров беспроводных Ethernet каналов с геопривязкой точки измерений.

Актуальность данных функций вызвана следующими факторами:

- девяносто процентов эксплуатационных измерений выполняется на абонентских сетях, а в последние годы скорость абонентских сетей выросла до 1Гб/с, поэтому возросла потребность в портативных гигабитных тестерах и появились новые требования к их функционалу;
- широкое развитие сетей с технологией LTE, в которых синхронизация оборудования осуществляется по протоколу PTP;
- законодательное повышение требований к точности автоматизированной системы учета предоставляемых услуг, их тарификации и выставления счетов для оплаты;
- требование измерения расхождения шкалы времени сетей операторов с национальной шкалой времени Российской Федерации UTC (SU);
- развитие уличных Wi-Fi сетей, что потребует измерения параметров качества их каналов с геопривязкой точки измерений.

Анализатор МАКС-ЕМК можно применять при техническом обслуживании, проведении ремонтных работ, паспортизации, приемо-сдаточных испытаниях на сетях Ethernet и Gigabit Ethernet, а также использовать в качестве арбитражного средства при проверке показателей качества услуг связи. Наличие двух измерительных портов позволяет подключиться сразу к двум интерфейсам и измерять параметры оборудования при передаче данных с порта на порт.

НЕЛИНЕЙНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СХЕМ КОСТАСА

NONLINEAR MATHEMATICAL MODELS OF COSTAS LOOPS

Леонов Г.А, Кузнецов Н.В., *nkuznetsov239@gmail.com*, **Юлдашев М.В.,** *maratyv@gmail.com*, **Юлдашев Р.В.,** *renatyv@gmail.com*, *Санкт-Петербургский государственный университет, г. Санкт-Петербург*

Leonov G.A., Kuznetsov N.V., *nkuznetsov239@gmail.com*, *Yuldashev M.V.,* *maratyv@gmail.com*, **Yuldashev R.V.,** *renatyv@gmail.com*, *Saint-Petersburg State University, Saint-Petersburg*

Abstract

The classic mathematical models of Costas loop were considered. Limitations of simple linear models and their application to classic Costas loop were discussed. Effective approach to study Costas loop circuits based on nonlinear mathematical models was presented. Unreliability of simple SPICE-based numerical simulation of PLL-based circuits was explained.

Классическая цепь Костаса была предложена известным инженером компании Дженерал Электрик Д. Костасом [1, 2]. Схема Костаса предназначена для демодуляции сигналов двоичной фазовой манипуляции (Binary Phase Shift Keying) и восстановления несущей [3]. В настоящее время указанная схема и её модификации для других типов фазовой манипуляции широко применяются для передачи данных в системах цифровых телекоммуникаций и глобального позиционирования (GPS) [4, 5, 6], в медицине [7,8] и других приложениях.

Схема Костаса является нелинейной, однако в современной литературе, посвящённой анализу схем, основанных на фазовой автоподстройке частоты (ФАПЧ) [9, 10, 11], основными направлениями исследований являются: линеаризация и дальнейший анализ линейных моделей, применение эмпирических правил и численное компьютерное моделирование [12]. Хорошо известно, что метод линеаризации и анализ линейных моделей систем управления без строгого математического обоснования часто ведёт к ложным заключениям: использование линейный моделей может вести к качественно неверным прогнозам поведения системы. Строгий нелинейный анализ систем фазовой автоподстройки, частным случаем которых является схема Костаса и её модификаций является трудной задачей [9-11, 13]. Поэтому в инженерной практике для анализа схем Костаса широкое распространение получили методы численного моделирования. Но физические модели схем описываются неавтономными нелинейными системами дифференциальных уравнений, что делает полное численное моделирование очень требовательным к вычислительным ресурсам. Это обусловлено тем, что необходимо одновременно моделировать высокочастотные составляющие входных сигналов схемы и относительно медленно протекающие процессы в пространстве фаз с другой стороны. Таким образом, при моделировании схемы Костаса с достаточно малым шагом дискретизации рассматривать важные переходные процессы для высокочастотных сигналов за разумное время не всегда представляется возможным.

В данной работе проведен строгий математический вывод нелинейных моделей схем Костаса. Вычислены характеристики фазовых детекторов для широкого класса несинусоидальных сигналов для схем ФАПЧ и Костаса [14, 15]. Показано, что полосы удержания полученные для новых моделей уже чем полосы удержания полученные для классических моделей для определенной области параметров. Проведено моделирование схем Костаса в Matlab Simulink и SPICE. Показано, что численные расчеты могут приводить к ложным выводам о синхронизации системы. Для обоснования перехода к новой модели применены методы теории усреднения Крылова-Боголюбова [16, 17].

Литература

1. Costas J. Synchoronous Communications // Proc. IRE. Vol. 44. 1956. P. 1713-1718.
2. Costas J. P. Receiver for communication system. 1962. US Patent 3,047,659.
3. Proakis J. G. Digital communications. 2007.

4. Kaplan E., Hegarty C. Understanding GPS: Principles and Applications. Artech House, 2006. P. 723.

5. Tanaka K., Muto T., Hori K. et al. A high performance GPS solution for mobile use // Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002). 2001. P. 1648-1655.

6. Hegarty C. J. GNSS signals. An overview // Frequency Control Symposium (FCS), 2012 IEEE International / IEEE. 2012. P. 1-7.

7. Hu Y., Sawan M. A fully integrated low-power BPSK demodulator for implantable medical devices // Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on. 2005. Vol. 52, no. 12. P. 2552-2562.

8. Xu W., Luo Z., Sonkusale S. Fully digital BPSK demodulator and multilevel LSK back telemetry for biomedical implant transceivers // Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on. 2009. Vol. 56, no. 9. P. 714-718.

9. Шахгильдян В., Ляховкин А. Системы фазовой автоподстройки частоты. Москва: Связь, 1972.

10. Капранов М.В. Полоса захвата при фазовой автоподстройке частоты // Радиотехника, т. 11, N 12.

11. Lindsey W. Synchronization systems in communication and control. New Jersey: Prentice-Hall, 1972.

12. Roland E. Best, Phase Locked Loops //Design, Simuation, and Applications McGraw-Hill. – 1997.

13. Бакаев Ю.Н. Иследование инерциальной системы телевизионной синхронизации. // Радиотехника и электроника, т.3, N 2.

14. Леонов Г.А. Фазовая синхронизация. Теория и приложения // Автоматика и телемеханика. 2006, н. 10, стр. 47-55.

15. Леонов Г.А., Кузнецов Н.В., Юлдашев М.В., Юлдашев Р.В. Вычисление характеристик фазового детектора для сигналов общего вида // Доклады Академии Наук. 2011. Т. 439, н. 4, стр. 459-463.

16. Krylov N., Bogolubov N. Introduction to Nonlinear Mechanics. Princeton: Princeton University Press, 1947.

17. Mitropolsky Y., Bogolubov N. Asymptotic Methods in the Theory of NonLinear Oscillations. New York: Gordon and Breach, 1961.

РЕГУЛЯРНЫЕ И ХАОТИЧЕСКИЕ АВТОМОДУЛЯЦИОННЫЕ РЕЖИМЫ ГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

REGULAR AND CHAOTIC SELF-MODULATION MODES OF THE GENERATOR WITH AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL

Пономаренко В.П., *povp@uic.nnov.ru*, *Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород*

Ponomarenko V.P., *povp@uic.nnov.ru*, *Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, Nizhni Novgorod*

Исследованию процессов формирования и развития автомодуляционных режимов в автогенераторных системах с фазовым и частотным управлением в настоящее время уделяется большое внимание. Возможности этих систем в плане генерации периодических и хаотических модулированных колебаний представляет непосредственный практический интерес для создания эффективных источников сложных сигналов при реализации коммуникационных систем на основе динамического хаоса [1,2]. В данной работе приводятся некоторые результаты исследования динамических режимов в системе с частотным управлением в случае применения фильтра четвертого порядка в цепи управления. Рассмотрен случай положительной обратной связи в петле частотного управления, которая реализуется инверсным включением частотного дискриминатора (ЧД). Повышение сложности фильтра и инверсное включение ЧД позволяют увеличить число и разнообразие автомодуляционных режимов, возбуждаемых в системе [3,4].

Математическая модель рассматриваемой системы с частотным управлением представляется следующей динамической системой [4]

$$\mathrm{d}x/\mathrm{d}\tau = y, \quad \mathrm{d}y/\mathrm{d}\tau = z, \quad \mathrm{d}z/\mathrm{d}\tau = v,$$
$$\mu_1 \mathrm{d}v/\mathrm{d}\tau = \sigma - \Phi(x) - (\lambda + b\Phi'(x))y - (1 - \rho + \rho\Phi'(x))z - \rho\Phi''(x)y^2 - \mu v \qquad (1)$$

в четырехмерном фазовом пространстве $U=(x,y,z,v)$. В уравнениях (1) τ – безразмерное время, x,y,z и v – безразмерные фазовые переменные (x – отклонение частоты колебаний управляемого генератора от переходной частоты ЧД), λ,μ,b,ρ и μ_1 – безразмерные параметры инерционности цепи управления, σ – начальная частотная расстройка, $\Phi(x)=x-F(x)$ – обобщенная нелинейность, где $F(x)$ – характеристика ЧД, а знак «минус» соответствует инверсному включению ЧД. Характеристику ЧД аппроксимируем функцией $F(x)=2ax/(1+a^2x^2)$, где параметр a определяет раствор и крутизну характеристики.

Будем рассматривать значения $-\sigma^*(a)<\sigma<\sigma^*(a)$, где $\sigma^*(a)=a^{-1}(2a/(a^{1/2}(a+4)^{1/2}-a)-1)((a(a+4))^{1/2}-a-1)^{1/2}$, при которых система (1) имеет три состояния равновесия $A_1(x_1,0,0,0)$, $A_2(x_2,0,0,0)$ и $A_3(x_3,0,0,0)$, координаты которых $x_1(\sigma,a)$, $x_2(\sigma,a)$ и $x_3(\sigma,a)$ удовлетворяют при $\sigma\geq 0$ неравенствам $x_1<x_2\leq 0<x_3$. Состояние равновесия A_2 всегда неустойчивое, а состояния равновесия A_1 и A_3 могут быть как устойчивыми, так и неустойчивыми. Область G_1 (область G_2) устойчивости состояния равновесия A_1 (состояния равновесия A_3) существует при значениях $\mu_1<\mu_1^{(1)}$ (при значениях $\mu_1<\mu_1^{(3)}$), где $\mu_1^{(1,3)}=(1-\rho+\rho\Phi'(x_{1,3}))^2/(4\Phi'(x_{1,3}))$. Границы области G_1 определяются уравнениями $\lambda_{1,2}=-b\Phi'(x_1)+\mu[1-\rho+\rho\Phi'(x_1)\pm((1-\rho+\rho\Phi'(x_1))^2-4\mu_1\Phi'(x_1))^{1/2}]/(2\mu_1)$, область $G_1=\{\lambda_2<\lambda<\lambda_1\}$. Границы области G_2 определяются уравнениями $\lambda_{3,4}=-b\Phi'(x_3)+\mu[1-\rho+\rho\Phi'(x_3)\pm((1-\rho+ +\rho\Phi'(x_3))^2-4\mu_1\Phi'(x_3))^{1/2}]/(2\mu_1)$, область $G_2=\{\lambda_4<\lambda<\lambda_3\}$. При $\mu_1=\mu_1^{(1)}$ (при $\mu_1=\mu_1^{(3)}$) границы λ_1 и λ_2 (границы λ_3 и λ_4) совпадают. Когда $\mu_1<min(\mu_1^{(1)},\mu_1^{(3)})$, состояния равновесия A_1 и A_3 устойчивые в областях G_1 и G_2 соответственно; при значениях $min(\mu_1^{(1)},\mu_1^{(3)})<\mu_1<max(\mu_1^{(1)},\mu_1^{(3)})$ только одно из состояний равновесия A_1 и A_3 является устойчивым; когда $\mu_1>max(\mu_1^{(1)},\mu_1^{(3)})$, состояния равновесия A_1 и A_3 неустойчивые. Устойчивые состояния равновесия A_1 и A_3 соответствуют режимам стационарной генерации системы на частотах, отличающихся от переходной частоты ЧД на величину $x_1(\sigma,a)$ или $x_3(\sigma,a)$.

Автомодуляционные режимы управляемого генератора определяются устойчивыми предельными циклами, инвариантными двумерными торами и хаотическими аттракторами модели (1). Численное исследование модели (1) показало [4], что предельные циклы, определяющие режимы периодической час-

тотной модуляции, появляются в результате потери устойчивости состояний равновесия A_1 и A_3, а также в результате седло-узловых бифуркаций. Двумерные торы, соответствующие режимам квазипериодических двухчастотных колебаний, возникают в результате потери устойчивости предельных циклов. Хаотические аттракторы, определяющие режимы хаотической частотной модуляции, формируются через бифуркации удвоения периода предельных циклов, в результате разрушения торов, а также после седло-узловых бифуркаций предельных циклов. В результате численного исследования модели (1) выделены области значений параметров с различными типами динамических режимов системы.

Выявлены следующие эффекты динамики системы, обусловленные применением фильтра четвертого порядка: уменьшение, а затем исчезновение областей существования режимов стационарной генерации; переход к хаотическим режимам через разрушение торов; возникновение модуляционного режима перемежающегося «тор-хаоса». Приведем некоторые из полученных результатов исследования модели (1), иллюстрирующих развитие периодических автомодуляционных режимов при изменении параметров λ и *a*.

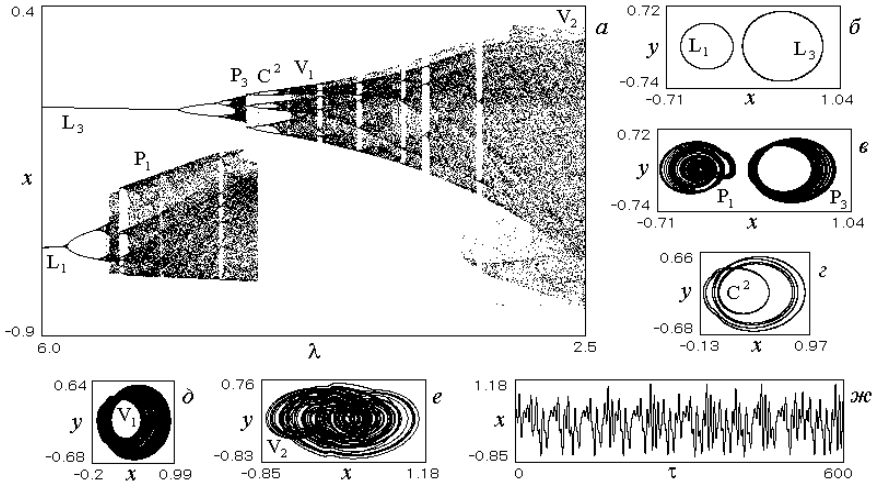


Рис. 1. Бифуркационная диаграмма (*а*) и аттракторы динамических режимов при значениях λ=6.0 (*б*), 4.7 (*в*), 4.55 (*г*), 4.3 (*д*), 2.5 (*е*, *ж*)

На рис.1*а* приведена однопараметрическая бифуркационная диаграмма (λ,*x*) отображения Пуанкаре, построенная при значениях параметров σ=0.1, *b*=0.1, μ_1=0.13, ρ=0.1, *a*=20, μ=3.0. На рис.1*б*-*ж* представлены (*x*,*y*)-проекции фазовых портретов и фрагмент зависимости *x*(τ), соответствующие аттракторов модуляционных режимов. Диаграмма (λ,*x*) характеризует развитие режимов предельных циклов L_1 и L_3 (рис.1*б*), охватывающих неустойчивые состояния равновесия A_1 и A_3 соответственно, при изменении параметра λ от 6.0 до 2.5. В системе наблюдаются следующие явления: мягкое возникновение хаотических автомодуляционных режимов аттракторов P_1 и P_3 (рис.1*в*) в результате бифуркаций удвоения периода циклов L_1 и L_3; жесткий переход системы от режима хаотического аттрактора P_1 к периодическому режиму шестиоборотного предельного цикла C^2 вокруг неустойчивого состояния равновесия A_3 (рис.1*г*); мягкий переход к режиму хаотического аттрактора V_1 (рис.1*д*) через бифуркации удвоения периода цикла C^2; нерегулярное чередование периодических и хаотических модуляционных режимов; переход к режиму хаотического аттрактора V_2 (рис.1*е*,*ж*) с нерегулярными переходами между неустойчивыми состояниями равновесия A_1 и A_3.

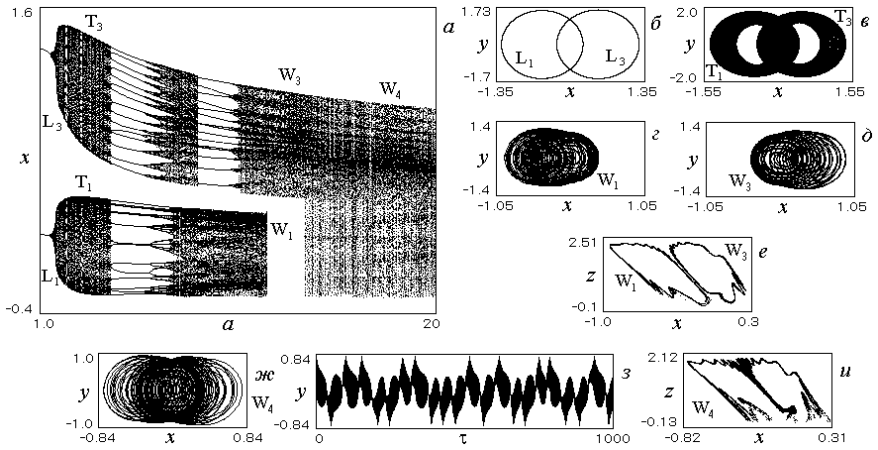


Рис. 2. Бифуркационная диаграмма (*а*) и аттракторы динамических режимов при значениях *a*=1.0 (*б*), 1.8 (*в*), 11.68 (*г*, *д*, *е*), 19.0 (*ж*, *з*, *и*)

На рис.2*а* приведена бифуркационная диаграмма (*a*,*x*), построенная при значениях σ=0.002, *b*=0.1, λ=6.05, μ=1.35, ρ=0.1, μ_1=0.2, а на рис.2*б*-*и* даны (*x*,*y*)-проекции фазовых портретов, (*x*,*z*)-проекции сечения Пуанкаре и фрагмент зависимости *x*(τ), соответствующие аттракторов модуляционных режимов. Диаграмма (*a*,*x*) отражает следующие особенности динамики системы: появление двумерных торов T_1 и T_3 из предельных циклов L_1 и L_3 (рис.2*б*,*в*); чередование квазипериодических режимов торов T_1 и T_3 и периодических режимов резонанс-

ных предельных циклов; формирование режимов «тор-хаоса» W_1 и W_3 (рис.2*г*,*д*,*е*) в результате разрушения торов T_1 и T_3; одновременное существование режимов, развивающихся на базе циклов L_1 и L_3; жесткий переход от режима аттрактора W_1 к режиму аттрактора W_3; формирование хаотического режима аттрактора W_4 с нерегулярными переключениями между режимами «тор-хаоса» аттракторов W_1 и W_3 (рис.2*ж*,*з*,*и*).

Литература

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса / Под ред. Дмитриева А.С. М.: Техносфера, 2012. 424 с.

2. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Кузьмин Л.В. Генерация сверхширокополосного хаоса в дециметровом диапазоне // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 7. С. 709-718.

3. Пономаренко В.П., Заулин И.А. Динамика автогенератора, управляемого петлей частотной автоподстройки с инвертированной характеристикой дискриминатора // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42. № 7. С. 828-835.

4. Пономаренко В.П. Динамические режимы в моделях автогенераторных систем с частотным и частотно-фазовым управлением // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2007. Т. 15. № 3. С. 33-51.

КАЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ ДИНАМИКИ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

DYNAMICS QUALITAVE ANALYSIS OF FREQUENCY SYNTHESIZER WITH COMBINED CONTROL

Антоновская О.Г., Горюнов В.И., *pmk@unn.ac.ru, Нижегородский государственный университет, Нижний Новгород*

Antonovskaya O.G., Goryunov V.I., *pmk@unn.ac.ru, Nizhny Novgorod State University, Nizhny Novgorod*

Известно, что использование степени заполнения счетчика числа колебаний подстраиваемого генератора (ПГ) в качестве фазовой координаты позволяет не только обоснованно реализовать процедуру получения разностных уравнений по методу точечных отображений, но и расширить возможности качественного анализа динамики синтезаторов частот (СЧ) с кусочно-постоянной формой сигнала управления [1].

В настоящем докладе на примере базового СЧ с комбинированным импульсным частотно-фазовым детектором (КИЧФД) [2], объединяющим в себе свойства частотного детектора и детектора типа «выборка-запоминание», показывается, что использование метода точечных отображений в соответствующих подпространствах состояний позволяет не только проанализировать механизм взаимодействия фазового и частотного управления, но и осуществить полное качественное исследование его динамики.

Для СЧ с КИЧФД пространство состояний состоит из трех основных подпространств и двух подпространств переходных движений, в каждом из которых поведение фазовых траекторий определяется уравнениями с постоянной структурой. В подпространстве с фазовым управлением и включенным генератором пилообразных напряжений (ГПН) уравнение, описывающее динамику изменения обобщенной координаты θ счетчика (С) в безразмерном времени τ имеет вид

$$\alpha(d\theta / d\tau) = g(u(\tau_0)) \quad (0 \le \theta \le 1,\ 0 \le \tau_0 \le 1), \tag{1}$$

где $\tau = t / T$, $\alpha = N / f_0 T$ (T – период следования импульсов опорного сигнала (ОС), N – размерный показатель С, f_0 – частота ПГ при $u = 0$); $g = 1 + Su > 0$ – нормированная частота ПГ, S – крутизна его характеристики; $\underline{u} \le u(\tau) = \ = (\overline{u} - \underline{u})\tau + \underline{u} \le \overline{u}$ – нормированный сигнал ГПН.

Фазовое подпространство Π_2, в котором определено уравнение (1), представляет собой квадрат со сторонами единичной длины, горизонтальной осью θ и вертикальной τ. Изображающая точка начинает свое движение в Π_2 после завершения переходных движений в подпространствах $\Pi_2(\underline{u})$ или $\Pi_2(\overline{u})$ после появления импульса С, т.е. при $\theta = 0$ с фазовым положением $\tau = \tau_0$. Согласно (1), изображающая точка движения (ИТД) в Π_2 подчиняется уравнению фазовой траектории

$$\theta(\tau) = g(u(\tau_0))(\tau - \tau_0) \quad (\tau_0 \le \tau \le 1), \tag{2}$$

И при увеличении может достигнуть либо границы $\theta = 1$, либо границы $\tau = 1$ подпространства Π_2.

Достижение ИТД границы $\theta = 1$ означает появление при $\tau = \overline{\tau} < 1$ повторного импульса С, что переводит ИТД в подпространство Π_1 частотного управления с понижением частоты ПГ при $u \equiv \underline{u}$. При этом состояние $\theta = 1$, $\tau = \overline{\tau}$ подпространства Π_2 переходит в начальное состояние движения в Π_1, порождая отображение

$$T_{21}: \qquad \overline{\tau} = \tau_0 + (\alpha / g(u(\tau_0))) \qquad (\tau_0 \in \Pi_2, \overline{\tau} \in \Pi_1, \alpha < \alpha_1(\tau_0)), \tag{3}$$

где $\alpha_1(\tau_0) = g(u(\tau_0))(1 - \tau_0)$ $(0 \le \tau_0 \le 1)$.

Достижение ИТД границы $\tau = 1$ означает появление импульса ОС, сброс фазовой координаты τ со значения $\tau = 1$ на значение $\tau = 0$ и переход к дальнейшему рассмотрению динамики движения в следующем периоде ОС. Если в течение этого второго периода ИТД вновь приходит на границу $\tau = 1$, то это означает появление повторного импульса ОС, что переводит ИТД в подпространство Π_3 частотного управления с повышением частоты ПГ при $u \equiv \overline{u}$. При этом состояние $\theta = \overline{\theta}$, $\tau = 1$ подпространства Π_2 переходит в начальное состояние $\theta = \overline{\theta}$, $\tau = 0$ движения в Π_3, порождая отображение

$$T_{23}: \quad \bar{\theta} = (1/\alpha)g(u(\tau_0))(2-\tau_0), \qquad (\tau_0 \in \Pi_2, \bar{\theta} \in \Pi_3, \alpha > \alpha_2(\tau_0)), \tag{4}$$

где $\alpha_2(\tau_0) = g(u(\tau_0))(2-\tau_0)$.

Если в течение указанного выше второго периода ОС ИТД приходит на границу $\theta = 1$, то реализуется режим чередования импульсов ОС и С, и СЧ остается в режиме фазового управления, При этом порождается точечное отображение

$$T_{22}: \qquad \bar{\tau} = \tau_0 + (\alpha / g(u(\tau_0))) - 1 \quad (\tau_0, \bar{\tau} \in \Pi_2, \alpha_1(\tau_0) \le \alpha \le \alpha_2(\tau_0)). \tag{5}$$

Отображение T_{22} имеет единственную неподвижную точку $\tau_0 = \bar{\tau} = \tau^*$, определяемую уравнением

$$\alpha = \alpha(\tau^*) = g(u(\tau^*)) = 1 + S[(\bar{u} - \underline{u})\tau^* + \underline{u}] \quad (0 \le \tau^* \le 1). \tag{6}$$

График функции $\alpha(\tau^*)$ при любых допустимых значениях параметров лежит между границами $\alpha_1(\tau_0)$ и $\alpha_2(\tau_0)$, что означает, что неподвижная точка τ^* существует во всей полосе удержания, т.е. при

$$1 + S\underline{u} = \underline{\alpha} < \alpha < \bar{\alpha} = 1 + S\bar{u}. \tag{7}$$

Вследствие принципиальной нелинейности отображения T_{22} [3], условие $|d\bar{\tau} / d\tau_0(\tau_0 = \tau^*)| < 1$ устойчивости неподвижной точки τ^* «в малом» нарушается на границе

$$N_-: \; S = 2\alpha / (\bar{u} - \underline{u}), \tag{8}$$

а условие оптимальности локальных переходных процессов на границе

$$N_0: \; S = \alpha / (\bar{u} - \underline{u}). \tag{9}$$

Анализ свойств фазовых траекторий с начальными условиями $\theta = 0$, $\tau = \tau_0$ в Π_1 показывает, что при $0 \le \tau_0 \le \tau_{01} = 2 - (\alpha / \underline{\alpha})$ ИТД остается в Π_1, порождая отображение

$$T_{11}: \; \bar{\tau} = \tau_0 + (\alpha / \underline{\alpha}) - 1 \quad (0 \le \tau_0 \le \tau_{01}; \underline{\alpha} < \alpha < 2\underline{\alpha}), \tag{10}$$

и переходит в остальных случаях в подпространство $\Pi_2(\underline{u})$ переходного движения, связанного с запуском ГПН, так что после его завершения переходит в подпространство Π_2 в соответствии с отображением

$$T_{12}: \quad \begin{array}{ll} \bar{\tau} = \tau_0 + (\alpha / \underline{\alpha}) - m_1, & (0 \le \tau_0 \le \tau_{01}; \underline{\alpha} < \alpha < 2\underline{\alpha}; \\ m_1 = E[\tau_0 + (\alpha / \underline{\alpha})] & 0 \le \tau_0 \le 1; \alpha > 2\underline{\alpha}), \end{array} \tag{11}$$

где E – знак взятия целой части.

Аналогичная ситуация имеет место в подпространстве Π_3. При $0 \le \theta_0 \le \theta_{03} = 2 - (\alpha / \underline{\alpha})$ $(\bar{\alpha} / 2 < \alpha < \bar{\alpha})$ ИТД остается в Π_3, порождая отображение

$$T_{33}: \; \bar{\theta} = \theta_0 + (\bar{\alpha} / \alpha) - 1 \quad (0 \le \theta_0 \le \theta_{03}; \bar{\alpha} / 2 < \alpha < \bar{\alpha}), \tag{12}$$

и переходит в остальных случаях в подпространство $\Pi_2(\bar{u})$ переходного движения, так что после его завершения переходит в подпространство Π_2 в соответствии с отображением

$$T_{32}: \quad \begin{array}{ll} \bar{\tau} = (\alpha / \bar{\alpha})(1 - \theta_0 + m_2) - 1, & (\theta_{03} \le \theta_0 \le 1; \bar{\alpha} / 2 < \alpha < \bar{\alpha}; \\ m_2 = E[\theta_0 + (\bar{\alpha} / \alpha)] & 0 \le \theta_0 \le 1; \alpha < \bar{\alpha} / 2). \end{array} \tag{13}$$

Непосредственно из вида функции последования (ФП) (10) и ФП (12) следует, что в Π_1 $\bar{\tau} > \tau_0$ и в Π_3 $\bar{\theta} > \theta_0$, так что ИТД при любых значениях параметров уходит в подпространство Π_2. Из этого вытекает, что для определения устойчивости τ^* «в большом» необходимо рассмотреть свойства циклов отображений вида $T_{32}\ T_{23}$ и $T_{12}\ T_{21}$.

Несложный анализ ФП указанных циклов показывает, что в той части области удержания (7), в которой

$$\alpha_-(S) = 1 + ((2\underline{u} + \bar{u})S / 3) < \alpha < \alpha_p(S) = 3(1 + S\bar{u})[(\bar{u} - 2\underline{u})S - 1] / 4S(\bar{u} - \underline{u}), \tag{14}$$

у цикла существует неподвижная точка τ^{**}.

Для определения устойчивости «в малом» неподвижной точки τ^{**} достаточно подставить величину $\bar{\theta}$ ФП отображения T_{23} в ФП отображения T_{32} в качестве величины θ_0, продифференцировать получающееся выражение по τ_0 и подставить в него вместо τ_0 величину τ^{**}.

Поскольку из получающегося при этом выражения

$$(d\bar{\tau}/d\tau_0)^{**} = [1 + S((\bar{u} - \underline{u})4\alpha/(1 + S\bar{u}) - 4\bar{u} + 5\underline{u})]/(1 + S\bar{u}) \quad (15)$$

следует, что $\partial((d\bar{\tau}/d\tau_0)^{**})/\partial\alpha > 0$, а на самой границе $\alpha_p(S)$

$$(d\bar{\tau}/d\tau_0)^{**} = -[3 + S((\bar{u} + \underline{u})]/(1 + S\bar{u}) < -1, \quad (16)$$

постольку неподвижная точка τ^{**} всегда колебательно неустойчива.

Согласно (3) цикл T_{12} T_{21} существует при $\alpha(N_-) < \alpha < \max_{\tau_0} \alpha_1(\tau_0)$, т.е в левой средней части области удержания, примыкающей к границе устойчивости N_-.

Как нетрудно проверить, для любых значений параметров из указанной подобласти для цикла T_{12} T_{21} выполняется условие $\bar{\tau} < \tau_0$, т.е. график его ФП лежит под биссектрисой $\bar{\tau} = \tau_0$, что в совокупности с неустойчивостью неподвижной точки τ^{**} и обеспечивает глобальную устойчивость неподвижной точки τ^* отображения T_{22}.

Литература

1. Антоновская О.Г., Горюнов В.И. Метод точечных отображений и исследование динамики синтезаторов частот. Германия: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. 101 с.
2. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

Горюнов В.И. К теории систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) // Изв. вузов: Приборостроение, 1974, № 10. С. 40-43.

МЕТОД ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ OFDM-СИСТЕМ В КАНАЛАХ С АГБШ И РЭЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ

TECHNIQUE OF FREQUENCY SYNCHRONIZATION FOR OFDM-SYSTEMS IN GAUSSIAN AND FADING CHANNELS

Балахонов К.А., Шахтарин Б.И., Федотов А.А., *balakhonoff@mail.ru,*
Московский Государственный Технический Университет им. Н.Э. Баумана, г. Москва

Balakhonov K.A., Shakhtarin B.I., Fedotov A.A., *balakhonoff@mail.ru,*
Bauman Moscow State Technical University, Moscow

Abstract

The paper proposes the frequency synchronization method for systems with orthogonal frequency division multiplexing. In the simulation used AWGN and Rayleigh multipath channel. The results are characterized by mean square error. The proposed method for estimating a frequency error is less than the mean squared error under the same SNR as compared with previous methods.

Корректная синхронизация сигнала является критически важной задачей при использовании систем с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing) из-за их чувствительности к временным и частотным ошибкам.

Для того, чтобы гарантировать быструю и точную передачу данных, нужно устранить межсимвольную интерференцию (МСИ) и межканальную интерференцию (МКИ), вызванные прохождением сигнала через канал распространения. В OFDM-системах влияния МСИ можно избежать путем введения циклических префиксов длительностью большей, чем импульсная характеристика канала. В свою очередь используя ортогональность поднесущих и точную частотную синхронизацию приемника и передатчика, возможно исключить влияние МКИ.

В реальности частотное рассогласование будет возрастать из-за неточности настройки частоты в приемнике и передатчике, а также доплеровского сдвига частоты в канале распространения. Кроме того, из-за задержки распространения сигнала приемник всегда начинает дискретизировать новый кадр данных не точно в необходимый момент, а с некоторой временной случайной ошибкой. Именно поэтому так важно оценить частотный сдвиг, чтобы минимизировать его влияние, и временной сдвиг в приемнике, чтобы определить момент начала очередного кадра и правильно выбрать интервал для преобразования Фурье. В данной работе рассматривались методы, использующие избыточную информацию из-за их широкого использования в современных системах с беспроводными локальными сетями (WLAN – WirelessLocalAreaNetwork).

П. Муз анализировал эффекты частотного сдвига в OFDM системах. Он также описал метод для оценки частотного сдвига, используя два повторяющихся OFDM символа. Используя преамбулу, состоящую из двух OFDM-символов Т. Шмидль и Д. Кокс предложили метод для временной и частотной синхронизации соответственно. Два названных обучающими символа передаются в начале кадра. Первый символ во временном представлении состоит из двух одинаковых частей и корреляция между частями этого символа может быть использована для определения временной метрики в приемнике. Однако точность временной синхронизации падает из-за отсутствия острого пика у временной метрики. В определенный момент времени определяется фаза числителя временной метрики, и если ее значение меньше, чем π, частотный сдвиг может быть оценен из выражения связи с символьной скоростью. С другой стороны фаза может оказаться больше, чем π, тогда целая часть частотного сдвига может быть определена, как описано в части 2.1. Юн Хи Ким, М. Морелли, Х. Минн, Б. Парк, Кан Ши улучшали метод Шмидля при условии каких-либо ограничений, и в целом их методы либо приводят к большим аппаратным затратам, либо неэффективно работают в каналах с МСИ, либо имеют малый диапазон определяемых частотных сдвигов, поэтому в работе Ф. Ву сравнил предлагаемый им метод с методом Шмидля и Кокса и получил улучшение характеристик при незначительных аппаратных затратах. В дан-

ной работе предлагается метод частотной синхронизации, основанный на методе Ф. Ву, увеличивающий его точность в каналах с АГБШ и с рэлеевскими замираниями при незначительных относительно необходимых в методе Ф. Ву вычислительных затратах. Сравнительное моделирование выполнено для двух данных методов и описано во второй части работы. Оценка эффективности проводится по сравнению среднеквадратической ошибки оценки частотного рассогласования.

Методы частотной синхронизации. Будут рассмотрены следующие методы: метод временной и частотной синхронизации Шмидля и Кокса, метод частотной синхронизации Ф. Ву и предлагаемый авторами метод частотной синхронизации.

2.1. Метод временной и частотной синхронизации Шмидля и Кокса

Данный метод использует для временной синхронизации обучающую последовательность из двух повторяющихся частей $s_{1,n}$ и $s_{1,n+N/2}$ длиной по $N/2$ дискрета каждый, где N – длина OFDM символа. Первый и второй символ (псевдошумовая последовательность) используются вместе для определения частотного сдвига. Предполагается, что при прохождении канала оба символа изменяются одинаково за исключением фазового рассогласования ϕ из-за частотного сдвига Δf_c. Полученные две части первого обучающего символа (1). Следовательно, без учета шума две части относятся как (2). Тогда фазовый сдвиг можно рассчитать по формуле(3). С другой стороны ϕ может быть рассчитано как выражение, используемое, кроме того, при расчете временной метрики при временной синхронизации (4). И если реальная разность фаз меньше π, то частотное рассогласование может быть рассчитано по формуле (5). В противном случае она вычисляется из выражения (6), где $\hat{l}$ – целое число. Чтобы найти второе слагаемое суммы в правой части выражения (6), оба обучающих символа частично корректируются по частоте умножением на выражение (7). Пусть $F_{1,k}$ и $F_{2,k}$ – преобразования Фурье для первого и второго обучающих символов соответственно, а u_k – отношение значений сигнальных составляющих на четных частотах из второго обучающего символа к тем же составляющим для первого обучающего символа. Тогда $\hat{l}$ определяется как индекс максимального значения функции $B(l)$ в выражении (8), где X – индексы, соответствующие четным частотным компонентам второго обучающего символа.

2.2. Метод частотной синхронизации Ф. Ву

В данном методе предполагается, что уже проведена точная временная синхронизация. Дискретные значения принятой обучающей последовательности умножаются на комплексно-сопряженные значения известной обучающей последовательности, после чего производится N-точечное преобразование Фурье. Выходные значения преобразования Фурье F_k по формуле (9) используются для грубой и точной частотной синхронизации, где r_n – полезная часть принятого обучающего символа, искаженная частотным сдвигом и шумом. A_n – комплексно-сопряженная известная заранее обучающая последовательность. Грубая оценка частоты определяется путем поиска максимальной величины в последовательности из выражения (9). Пусть индекс максимальной величины будет k_{max}. Тогда грубая оценка частоты сдвига задается выражением (10), где T_s – интервал дискретизации. Если частотное рассогласование является целым числом в межканальных интервалах, то выражение (10) дает точную оценку частотного сдвига. В противном случае оно будет содержать в себе некоторую ошибку. Для уточнения оценки используются соседние значения последовательности преобразования Фурье $|F_{k_{max}+1}|$ и $|F_{k_{max}-1}|$. Определим функцию переключения αвыражением (11). Тогда уточнение оценки производится путем расчета $f_{точн}$ в выражении (12). В итоге уточненная оценка частотного сдвига определяется выражением (13).

2.3. Предлагаемый авторами метод частотной синхронизации

Предлагаемый метод частотной синхронизации является улучшением метода Ф. Ву. В данном случае также предполагается выполненной точная временная синхронизация. Для частотной синхронизации используется так же N-точечное преобразование Фурье (9) и формула для грубой оценки частоты сдвига (10). Далее предлагается локально увеличить частотное разрешение для преобразования Фурье между индексами k_{max} и $k_{max} + \alpha/2$, так как ясно, что если максимальное значение выражения (10) соответствует индексу k_{max}, то для поиска достаточно использовать ширину половины межканального интервала в сторону, соответствующую второй по величине частотной составляющей. Вторую половину межканального интервала можно не рассматривать, так как если бы ей соответствовала итоговая частота сдвига, то максимальное значение выражения (10) было бы при $k = k_{max} + \alpha$, а это не так. Используем возможность расчета ДПФ для конкретных точек, а не для всей последовательности как БПФ (14), где r_n – полезная часть принятого обучающего символа, искаженная частотным сдвигом и шумом, $N_{точн}$ – размерность уточняющего ДПФ, w_i –

дискретные отсчеты оконной функции высокого разрешения (например, Хэмминга). Рассчитываются в данном случае значения для m, принадлежащих указанному выше интервалу. То есть, пусть для примера $\alpha = 1$, то есть вторая по величине частотная компонента соответствует индексу $k_{max} + 1$. Тогда интервал поиска будет $[\frac{k_{max}}{N} \cdot N_{точн}, \frac{k_{max}+1/2}{N} \cdot N_{точн}]$. Если, например, $N_{точн} = 32N$, то необходимо произвести $\frac{N_{точн}}{N} \cdot \frac{1}{2} + 1 =$17 вычислений по формуле (14), что не представляет большого объема вычислений с одной стороны потому, что ДПФ большего порядка вычисляется для малого количества точек, а с другой стороны используется дополнение нулями последовательности r_i, поэтому количество слагаемых в правой части выражения (14) не размерность увеличенного ДПФ$N_{точн}$, а только N – размерность уже рассчитываемого в алгоритме Ф. Ву БПФ. Таким образом, уточненное значение частоты сдвига следует искать либо как соответствующее новой максимальной частотной компоненте, либо некоторым усреднением, например, по формуле аналогичной поиску математического ожидания случайной величины (15), что может быть более предпочтительно, в случае недостаточно точных расчетов или «изрезанных» пиков спектра. Тогда итоговое значение частотного сдвига будет определяться по формуле (16).

Моделирование проводится для сравнения точности оценки частотного рассогласования методом Ф. Ву и предложенным авторами методом в канале с АГБШ и в канале с рэлеевскими замираниями. Параметры моделирования отражены в таблице 1. Следует отметить, что метод Шмидля предусматривает как частотную, так и временную синхронизацию, используя два обучающих символа. Метод Ф. Ву и предлагаемый авторами метод реализуют исключительно частотную синхронизацию, используя один обучающий символ, предусматривая, что точная временная синхронизация уже проведена. Для сравнения с методом Шмидля необходимо обеспечивать равные условия по временной синхронизации, что не является целью работы. Сравнение метода Шмидля и Ф. Ву уже было проведено в работе Ф. Ву [9], где было показано, что метод Шмидля показывает себя лучше метода Ф. Ву только в канале с замираниями при больших значениях ОСШ.

На рисунке 1 приведены результаты моделирования метода Ф. Ву и предлагаемого метода для канала с АГБШ, где видно, что, начиная со значений ОСШ 15 дБ, предлагаемый метод обеспечивает до четырех раз меньшее СКО ошибки оценки частоты, тогда как на малых ОСШ оба метода сходятся практически к одним и тем же значениям. На рисунке 2 приведены результаты моделирования метода Ф. Ву и предлагаемого авторами метода для канала с рэлеевскими замираниями, где заметно, что, во-первых, начиная со значений ОСШ около 35 дБ оба метода начинают работать, в смысле обеспечения СКО ошибки оценки частотного рассогласования меньше, чем половина межканального интервала; во-вторых, что предлагаемый метод обеспечивает меньшее СКО ошибки оценки частоты до двух с половиной раз. Результаты моделирования показывают, что при использовании предлагаемого авторами метода можно достичь большей эффективности, выраженной в уменьшении СКО ошибки оценки частотного рассогласования как в канале с АГБШ (до 4 раз), так и в канале с рэлеевскими замираниями (до 2.5 раз). Увеличение числа требуемых вычислений не является существенным по сравнению с вычислениями необходимыми для реализации самого метода Ф. Ву, поэтому практическое применение предлагаемого метода возможно реализовать помощью широко доступных аппаратных средств.

Информация на слайдах

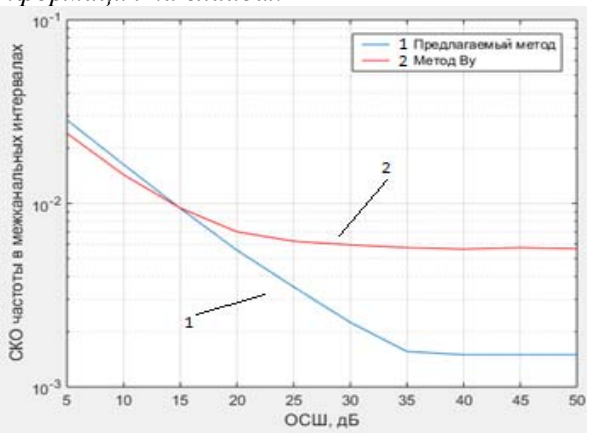


Рисунок 1. График зависимости СКО оценки частотного рассогласования, выраженной в межканальных интервалах от ОСШ для канала с АГБШ

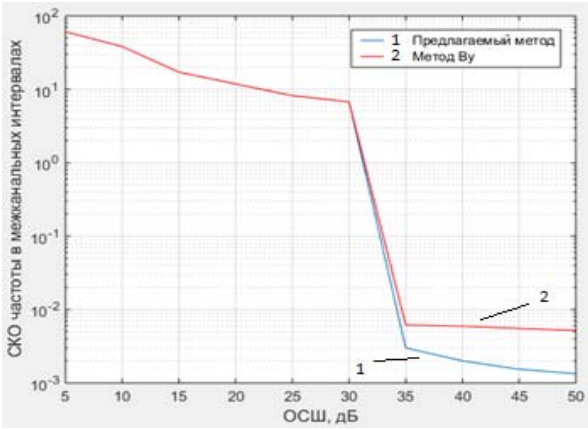


Рисунок 2. График зависимости СКО оценки частотного рассогласования, выраженной в межканальных интервалах от ОСШ для канала с рэлеевскими замираниями

Таблица 1

Параметр	Величина
Количество поднесущих	1000
Размерность обратного БПФ (N)	1024
Скорость передачи,Мбит/с	18
Длина циклического префикса	10% от длины символа
Частотный сдвиг, межканальных интервала	12,4
Несущая частота, МГц	200
Количество путей распространения	4
Задержки путей распространения в интервалах дискретизации	[0, 1, 2, 3]
Средние принятые мощности, дБ	[0, -3, -6, -9]

$$r_{1,n} = s_{1,n} e^{j2\pi\Delta f_c n T_s} + \eta(nT_s); \quad (1)$$

$$r_{1,n+N/2} = r_{1,n} e^{j2\pi\Delta f_c (N/2) T_s}; \quad (2)$$

$$\phi = 2\pi\Delta f_c \left(\frac{N}{2}\right) T_s = \pi\Delta f_c N T_s; \quad (3)$$

$$\phi = angle(P(d)) = angle\left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1}\left(r^*_{d+m} r_{d+m+\frac{N}{2}}\right)\right); \quad (4)$$

$$f_e = \frac{\phi}{\pi N T_s}; \quad (5)$$

$$f_e = \frac{\phi}{\pi N T_s} + \frac{2\hat{i}}{N T_s}; \quad (6)$$

$$r_{1,n} = s_{1,n} e^{j2\pi\Delta f_c n T_s} + \eta(nT_s); \quad (1)$$

$$r_{1,n+N/2} = r_{1,n} e^{j2\pi\Delta f_c (N/2) T_s}; \quad (2)$$

$$\phi = 2\pi\Delta f_c \left(\frac{N}{2}\right) T_s = \pi\Delta f_c N T_s; \quad (3)$$

$$\phi = angle(P(d)) = angle\left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1}\left(r^*_{d+m} r_{d+m+\frac{N}{2}}\right)\right); \quad (4)$$

$$f_e = \frac{\phi}{\pi N T_s}; \quad (5)$$

$$f_e = \frac{\phi}{\pi N T_s} + \frac{2\hat{i}}{N T_s}; \quad (6)$$

$$\exp\left(-j2\pi\frac{\phi}{\pi N T_s} t\right) = \exp\left(-j2\frac{\phi}{N T_s} t\right); \quad (7)$$

$$B(l) = \frac{\left|\sum_{k=N} F^*_{2,k+2l} r^*_k F_{2,k+2l}\right|^2}{2\left(\sum_{k=N}\left|F_{2,k}\right|^2\right)^2}; \quad (8)$$

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1}(r_n A_n) e^{-j2\pi nk/N}, (0 \le k \le N-1); \quad (9)$$

$$f_{грубо} = \frac{k_{max}}{N T_s}; \quad (10)$$

$$\alpha = \begin{cases} 1, \text{ если } \left|F_{k_{max}+1}\right| \ge \left|F_{k_{max}-1}\right| \\ -1, \text{если } \left|F_{k_{max}+1}\right| < \left|F_{k_{max}-1}\right| \end{cases}; \quad (11)$$

$$f_e = f_{грубо} + f_{точн} = \frac{1}{N T_s}\left(k_{max} + \frac{\alpha}{1+\left|F_{k_{max}}\right|/\left|F_{k_{max}+\alpha}\right|}\right); \quad (13)$$

$$f_{точн} = \frac{1}{N T_s} \cdot \frac{\alpha}{1+\left|F_{k_{max}}\right|/\left|F_{k_{max}+\alpha}\right|}; \quad (12)$$

$$F_{точн,m} = \sum_{i=0}^{N-1} r_i w_i e^{-j2\pi im/N_{точн}}; \quad (14)$$

$$m_{max} = \frac{\sum_{m=\frac{k_{max}}{N} N_{точн}}^{\frac{k_{max}+\frac{1}{2}}{N} N_{точн}} \left(\left|F_{точн,m}\right| \cdot m\right)}{\sum_{m=\frac{k_{max}}{N} N_{точн}}^{\frac{k_{max}+\frac{1}{2}}{N} N_{точн}} \left(\left|F_{точн,m}\right|\right)}; \quad (15)$$

$$f_e = \frac{m_{max} N}{N_{точн}} \cdot \frac{1}{N T_s} = \frac{m_{max}}{N_{точн} T_s}; \quad (16)$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ И ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

SIMULATION OF HYBRID SYSTEM PHASE AND CLOCK SYNCHRONIZATION WIDEBAND SIGNAL

Шахтарин Б.И., shakhtarin@mail.ru, **Сидоркина Ю.А.,** sidyulia5969@yandex.ru,
Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, г. Москва

Shakhtarin B.I., shakhtarin@mail.ru, **Sidorkina Y.A.,** sidyulia5969@yandex.ru
Bauman Moscow State Technical University, Moscow

Для детектирования широкополосных сигналов [1], в частности GPS сигналов, используется гибридная система фазовой и тактовой синхронизации, модель которой в в программе SystemVue изображенна на рис. 1.

Схема слежения за задержкой (ССЗ) (вверху справа на рис. 1) определяет начало псевдо случайной последовательности (ПСП). Она генерирует два кода, один из которых запаздывает на некоторое время (половину чипа ПСП или менее), а другой опережает на ту же величину входной код. Опережающий и запаздывающий коды перемножаются с опорным, проходят через интеграторы со сбросом, и поступают на дискриминатор для того, чтобы генерировать основной сигнал, который должен полностью совпадать с входным по времени. Далее этот код перемножается с входным сигналом, и тем самым аннигилирует код во входном сигнале. На выходе перемножителя остается несущая частота, модулированная только информационным сигналом и не модулированная ПСП. Этот сигнал поступает на схему Костаса [1], которая выделяет информационный сигнал, а также генерирует частоту, совпадающую с несущей частотой входного сигнала. Сигнал этой частоты перемножается с входным. На выходе перемножителя возникает низкочастотный сигнал и сигнал с частотой $2\omega_0$, который подавляется с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ), стоящего на выходе перемножителя (на рис. 1 ФНЧ не показаны). Таким образом, на вход схемы слежения за задержкой поступает только низкочастотный сигнал – ПСП, сложенный по модулю 2 с информационным сигналом и не модулированный несущей.

Было проведено моделирование гибридной системы синхронизации (ГСС) в программе SystemVue.

Входной сигнал был сформирован со следующими параметрами: частота несущей – 8,194 МГц, частота формирования ПСП – 1,023 МГц, частота формирования информационного сигнала – 50 Гц. В качестве ПСП принималась последовательность Голда длиной n=1023. Модель системы изображена на рисунке 2. В данной модели учтен доплеровский сдвиг частоты, который имеет место в реальных GPS системах. Согласно [3], максимальный доплеровский сдвиг на частоте L1 может составлять ±5 кГц для стационарных приемников сигнала и до ±10 кГц для приемников, движущихся с большой скоростью.

В данной модели за время моделирования, равное 0,1 с доплеровский сдвиг частоты меняется по линейному закону от 5 кГц до 4 кГц. В модели доплеровский сдвиг моделировался управляемой задержкой (блок 134 на рис. 1), величина которой линейно менялась в течение всего времени моделирования. В модели учтены фазовые шумы входного сигнала, поступающего с аналогово – цифрового преобразователя (АЦП). Данные шумы моделируются блоком управляемой задержки (блок 145 на рис. 1) и блоком генератора гауссовского шума (блок 137 на рис. 1). Управляемые генераторы (УГ) моделировались с помощью блоков Fm – частотная модуляция. Для моделирования реальных УГ к сигналам с блоков Fm добавлялся белый гауссовский шум (блоки 151 и 154 на рис. 1). Спектр сигнала на выходе такого УГ содержит основную частоту и паразитные спектральные составляющие.

На рис. 1 блоки 80 и 99 – фазовые дискриминаторы схемы Костаса и ССЗ соответственно, различные характеристики которого приведены в [2], таблицы 1 и 2. В схеме Костаса задавались поочередно первый и четвёртый тип дискриминатора в соответствии с [2, таблица 1], в схеме слежения за задержкой задавался третий тип дискриминатора в соответствии с [2, таблица 2].

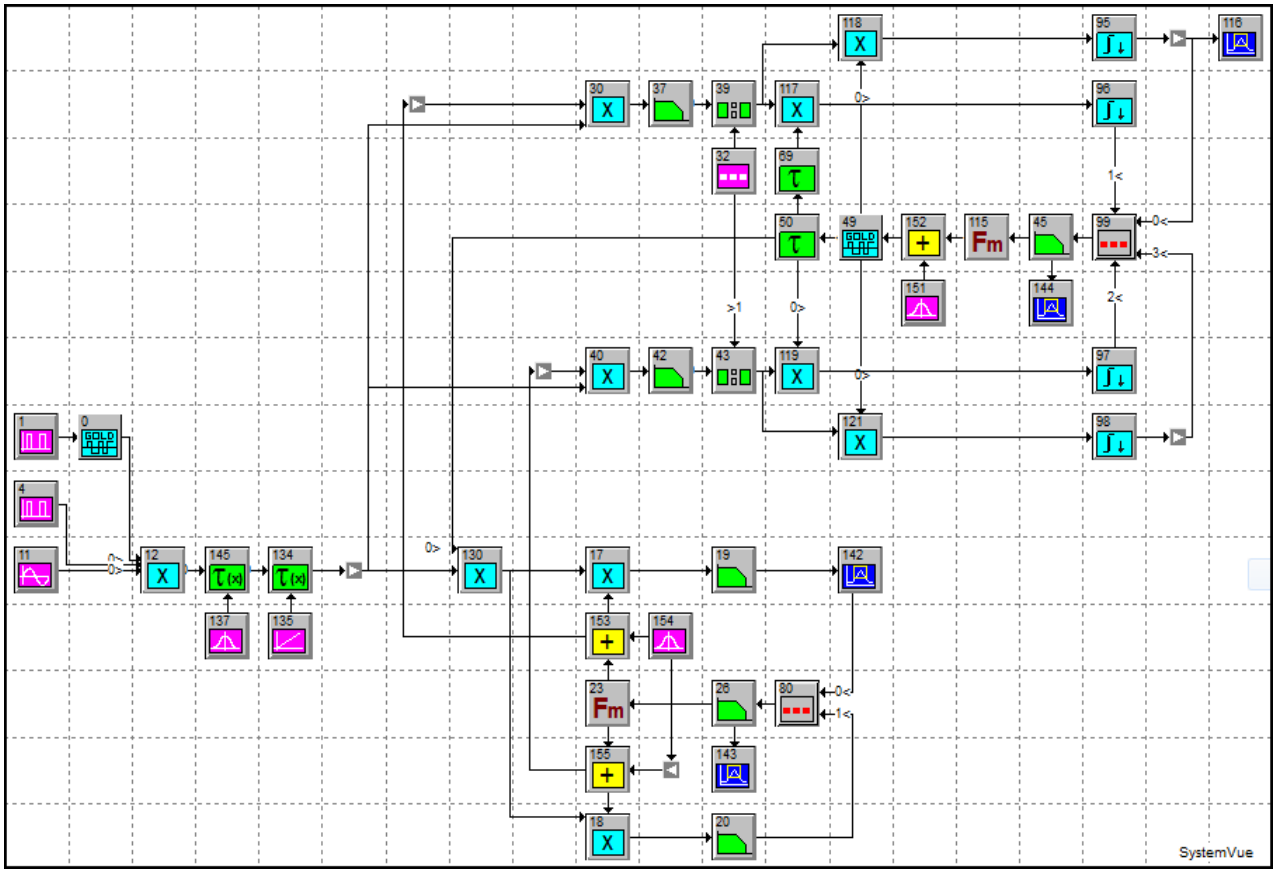


Рис. 1. Модель гибридной системы синхронизации в SystemVue

Результаты моделирования показали, что наибольшим быстродействием при высоком ОСШ обладает ССЗ с использованием первого типа дискриминатора [1]. ССЗ со вторым типом дискриминатора имеет самую «пологую» характеристику, самое высокое быстродействие при малом ОСШ и среднее (по сравнению с ССЗ с другими типами дискриминаторов) при большом ОСШ. Также из результатов моделирования, изображенных на рис. 8, видно, что данный дискриминатор при модуле ошибки слежения менее половины чипа ПСП имеет линейную характеристику, которая не зависит от амплитуды сигнала. Таким образом, дискриминатор второго типа можно считать наиболее «универсальным». Также следует отметить, что в большинстве случаев время переходного процесса в схеме Костаса оказывалась намного меньше, чем в ССЗ, из чего следует, что быстродействие гибридной системы синхронизации определяется схемой слежения за задержкой.

Доклад подготовлен в рамках проекта №1543, выполняемого в МГТУ им. Н.Э. Баумана по государственному заданию на оказание услуг (выполнение работ) Минобрнауки России.

Литература

1. *Шахтарин Б.И., Сидоркина Ю.А., Кульков И.А.* Моделирование гибридной системы фазовой и тактовой синхронизации ФМ-сигналов// Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, сер. «Приборостроение». – 2014. - №4. – с. 123-134.

2.*Шахтарин Б.И., Кульков И.А.* Анализ гибридной системы фазовой и тактовой синхронизации// Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, сер. «Приборостроение». – 2013. – №1. – С. 40-50.

3. *Шахтарин Б. И.* Синхронизация в радиосвязи и радионавигации. Учебное пособие – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 256 с.

4. *Pejman Lotfali Kazemi* Development of new filter and tracking schemes for weak GPS signal tracking // University of Calgary. Department of Geomatics Engineering. Calgary. Alberta. Canada. 2010. – 175 p.

5. *Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen* A software-defined GPS and Galileo receiver. BirkhaËuser, Boston, 2007. –176p.

6. *James Bao, Yen Tsui* Fundamentals of global positioning system receivers. A software approach. A John Wiley & Sons, inc., Publication. Canada. 2005. – 355p.

АНАЛИЗ ПЛЕЗИОХРОННОЙ ПЕРЕДАЧИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ

PLESIOCHRONOUS MODE IN PACKET NETWORKS

Бирюков Н.Л., Триска Н.Р., nlbir@mail.ru, *Институт телекоммуникационных систем Национального технического университета "КПИ", Украинский научно-исследовательский институт связи, г. Киев*

Biryukov N.L., Triska N.R., nlbir@mail.ru, *Telecommunication Systems Institute of "KPI" National University, Ukrainian Scientific Research Institute of Telecommunications, Kyiv*

Abstract

The perspectives of using of a plesiochronous network model for evaluating of timing and performance characteristics in packet networks are discussed. The problems for further study are outlined.

Аннотация

Рассматриваются возможности использования модели плезиохронной сети для оценки параметров синхронизации и качественных показателей пакетных сетей. Намечены направления дальнейших исследований.

Условия плезиохронной сети (ПС), благодаря их обобщенности, представляют особый интерес для анализа принципов передачи транспортной сети. Актуальность плезиохронного режима обусловлена переходом современных транспортных сетей на исключительно асинхронные пакетные технологии передачи и коммутации (Ethernet, IP/MPLS) [1, 2].

В настоящее время решение задачи приема импульсных сигналов в ПС надежно обеспечивается выделением несущей или тактовой частоты, синхронизацией символов и структур данных (циклов, пакетов, ячеек и т.д.). Но, как и прежде, в сетевых устройствах в условиях ПС остается актуальной задача обеспечения "определенного и неизменного соотношения фаз между … регистрирующими импульсами", формируемыми местным генератором, и принимаемыми импульсами [3]. Запись цифрового потока (ЦП) в промежуточную буферную, эластичную память (EM – Elastic Memory) обусловлена необходимостью его дальнейшей обработки, так как в условиях ПС не предполагается наличие инфраструктуры тактовой сетевой синхронизации (ТСС), и все генераторное оборудование (ГО) сети работает независимо друг от друга, как схематически показано на рис. 1. Поэтому разность фаз "…между импульсами, формируемыми на приеме и непрерывно работающим местным генератором, и принимаемыми импульсами должна поддерживаться с точностью до нескольких процентов от длительности элементарного импульса в течение весьма длительной, часто круглосуточной работы системы" [3].

Отличие тактовых частот записи и считывания на стыках между устройствами, ведомыми разными генераторами, приводит к сбоям процесса записи и считывания, которые проявляются в виде проскальзывания. Предотвращение проскальзывания, по существу, достигается двумя способами. Первый – это согласование фрагментов ЦП, другими словами, разрезание непрерывного ЦП на участки, длительность которых не превышает оценку интервала времени между проскальзыванием, и второй – принудительная синхронизация на фрагментах или сети в целом, то есть создание структуры ТСС.

Первый способ с "разрезанием" ЦП на транспортном фрагменте ПС используется в виде согласования скоростей (почти) непрерывного ЦП в ЦСП ПЦИ и СЦИ в реальном времени. Второй способ отличается от первого тем, что ЦП предварительно нарезается на фрагменты разной длины (пакеты), и передача пакетов проводится в относительном масштабе времени, что допустимо для передачи данных, не критичных к задержкам и/или дисперсии времени. В обоих случаях для работы в реальном масштабе времени интервал времени между проскальзыванием T_{sl} при заданном допустимом расхождении фаз сигналов записи и считывания $x_{доп}$ определяется из соблюдения неравенства $x_{доп} > |y| \cdot T_{sl}$, где $y = \pm\Delta f/f_0$ – нормированное отклонение текущего значения частоты f от ее номинального значения f_0. Величина $x_{доп}$ обычно принимается равной части единичного интервала (ЕИ) – T, то есть $x_{доп} = \alpha T$, где $\alpha < 1$ и обычно $\alpha \approx 0{,}25 \ldots 0{,}5\ T$. Ясно, что с увеличением скорости передачи B величина отклонения $x_{доп}$ и, соответственно, интервал T_{sl} убывают в обратной зависимости, как показано на рис. 2 сплошными линиями для трех значений $y \in 10^{-6}, 10^{-8}, 10^{-10}$. С другой стороны, при заданных величинах y и α число импульсов n,

передаваемых на интервале времени T_{sl}, с увеличением скорости передачи B остается постоянным $n \sim B \cdot T_{sl} = \text{const}$, и возрастает на порядок с увеличением порядка точности y. Отсюда можно сделать вывод, что число бит, передаваемых между проскальзыванием, а, следовательно, и длина пакета в схеме рис. 1 с увеличением скорости передачи (записи или считывания) остаются постоянными, а с увеличением порядка точности y длина пакета без риска проскальзывания также может быть увеличена на порядок.

На рис. 2 пунктирными линиями показано время заполнения половины емкости памяти ЕМ при различных скоростях записи B, которое соответствует среднему времени задержки, вносимому ЕМ. При этом емкость ½ ЕМ принималась равной порядку точности. Например, при точности $y = 10^{-6}$ и скорости передачи 100 Мбит/с (10^5 бит/с) разность фаз, равная ¼ ЕИ, наступает через 2,5 секунды. При этом ½ ЕМ, равная 1000 бит, будет заполнена через 10 мс, а это означает, что при заданных условиях через каждые 10 мс следует проводить согласование цифровых потоков или ограничить длительность непрерывной передачи пакетами размером, не превышающим 1000 бит. Заметим, что если ½ емкости ЕМ составляет 10^6 бит, то согласно рис. 2 ее заполнение произойдет через 10 секунд, и размер пакета может быть увеличен или частота согласований может быть снижена в 1000 раз, но соответственно и задержка только за счет прохождения ЕМ возрастает в 1000 раз, до 10 секунд.

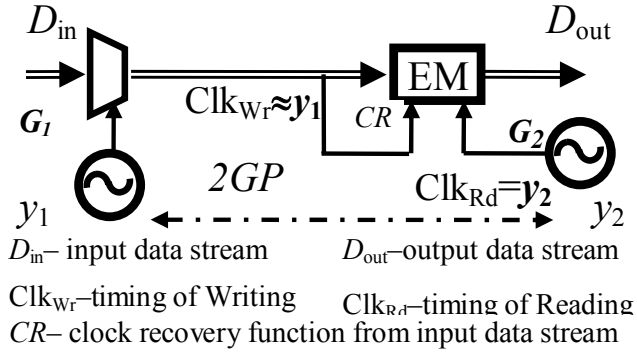


Рис. 1. Базовый элемент в структуре передачи цифрового тракта в условиях ПС

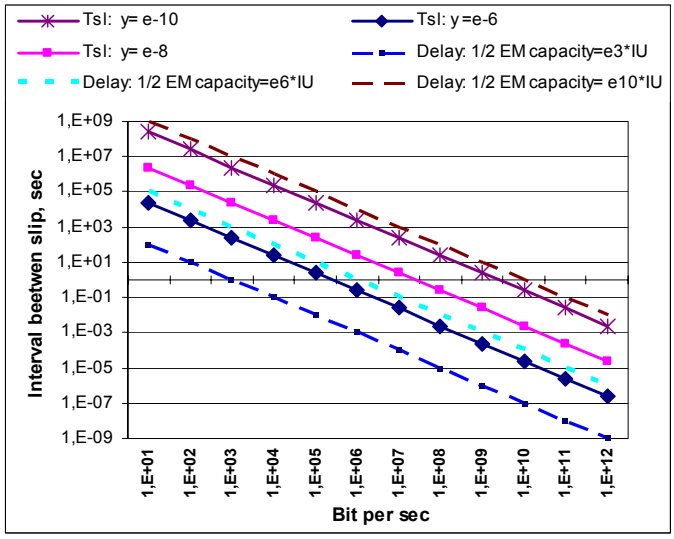


Рис. 2. Зависимость интервала времени между проскальзыванием от скорости передачи бит

Оценка риска проскальзывания проведена по распределению вероятностей разности частот записи и считывания в схеме рис. 1. Проведенные выше вычисления выполнены в предположении, что нормированные частоты записи $y_з$ и считывания $y_{сч}$ максимально удалены на противоположные края интервала допустимого отклонения $\pm \Delta f$, т.е. $2\Delta f$ или $2y$. Отметим, что вероятность такого положения при оценке “сверху” равна ½, как и вероятности совпадения частот на краях допустимого интервала. На практике точность рабочих частот находится в пределах допуска на любом месте [4]. Перечисленные обстоятельства позволяют предположить, что полученные оценки могут быть представлены с учетом вероятностей расхождения частот записи $y_з$ и считывания $y_{сч}$.

Как и ранее пренебрегая величиной дрейфа и собственными шумами ГО и предполагая, что текущие значения нормированных частот записи и считывания $\xi_з$ и $\xi_{сч}$ представляют независимые (по определению) случайные величины (СВ), нормально или равномерно распределенные на интервале $\xi = [-1, 1]$, рассмотрим композицию законов распределения $\xi_з$ и $\xi_{сч}$ в схеме рис. 1. Модуль разности $\delta_\xi = |\xi_з \pm \xi_{сч}|$ может принимать любые значения на интервале $\delta_\xi \in 0, 2$.

В результате получены аналитические выражения комбинаций гауссовых (ND) и равномерно распределенных (UD) СВ: |ND + ND|, |UD + UD| и |ND + UD|. Для подтверждения корректности используемых методов и полученных результатов проведено статистическое моделирование. В таблице 1 представлены пороговые значения β, которые превышаются $\delta_\xi \geq \beta$ при заданных квантилях α. На рис. 3 для примера приведена функция распределения модуля суммы двух нормально распределенных величин δ_ξ в комбинации |ND + ND|, построенная на сетке распределения Гаусса.

Таблица 1 Квантили α абсолютных значений $\eta_{\Sigma} \geq \beta$

α	$\delta_{\xi} \geq \beta$		
	|ND + ND|	|UD+ UD|	|ND+ UD|
0.5	**0.3185**	**0.59**	**0.511**
0.75	**0.5420**	1	0.809
0.9	**0.775**	1.367	1.072
0.950	0,925	1,55	1.224
0.99	1.23	**1.800**	**1.5**
0.999	1.550	1.936	**1.8**
0.9999	1.84	**1.980**	**1.976**
0.99999	2.05	1.9922	**2.17**

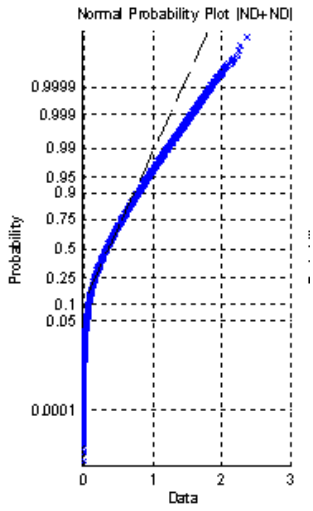


Рис. 3. Функция распределения |ND + ND|

В докладе также обсуждается оптимизация соотношения между скоростью передачи, точностью ГО, длительностью пакета и задержкой при заданной вероятности риска проскальзывания.

Литература

1. Бирюков Н.Л. Синхронизация транспортных технологий при переходе к NGN // Электросвязь. – 2009, № 10. – С.30-35.
2. J.-L. Ferrant, S. Ruffini Evolution of the standards for Packet Network Synchronization. // IEEE Communication Magazine, February 2011, pp.
3. Гуров В.С., Емельянов Г.А., Етрухин Н.Н., Базилевич Е.В. Основы передачи данных по проводным каналам связи: М.: Связь, 1964 – 312 с., ил.
4. Бирюков Н.Л., Триска Н.Р. Вероятностный анализ передачи информации в плезиохронной сети // Інфокомунікації – сучасність та майбутнє: матеріали четвертої міжнар. наук.-пр. конф. м. Одеса 30-31 жовт. 2014 р. – Ч.1. – Одеса: ОНАЗ, 2014. – 180 с. – С. 115-119.

МЕТОД ТЕСТИРОВАНИЯ И КАЛИБРОВКИ ПЕРЕДАТЧИКОВ СИНХРОННОГО ТВ ВЕЩАНИЯ В СЕТИ SFN

TEST AND CALIBRATION METHODS TRANSMITTERS SYNCHRONOUS TV BROADCASTING IN SFN

Карякин В.Л., vl@karyakin.ru, **Карякин Д.В.**, dm@karyakin.ru, **Морозова Л.А.**, morozova@rcf.ru,
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара,

Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara

Введение

Передатчики одночастотной сети SFN (Single Frequency Network) ТВ вещания работают в одном телевизионном канале, излучая синхронно и синфазно высокочастотные модулированные колебания, несущие единый информационный сигнал [1].

Для синхронизации работы передатчиков в одночастотных сетях цифрового вещания SFN в настоящее время используется Глобальная система позиционирования GPS (Global Positioning System), а также Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС, обеспечивающая высокостабильную опорную частоту возбудителей передатчиков 10 МГц и тактовые импульсы сигнальных процессоров от источника прецизионных синхросигналов с частотой 1 Гц (1pps).

Источником информационного сигнала является шлюз на выходе Федерального или Регионального Центров мультиплексирования [2].

Важным требованием является обеспечение равенства временных задержек информационного сигнала от источника до антенн передатчиков.

Время обработки информационного сигнала в модуляторах передатчиков различной мощности, а также различных производителей может существенно отличаться. При объединении таких передатчиков в сеть SFN информационный сигнал на приеме разрушается, т.е. из-за разброса временных задержек информационного сигнала в модуляторах передатчиков SFN сеть становится неработоспособной.

1. Методы тестирования

Известен метод тестирования временных задержек в модуляторах передатчиков, предназначенных для работы в сети SFN. Метод реализован на программном уровне и опубликован в документе [3].

При оценке задержек модуляторов передатчиков на их вход подается поток T2-MI, в котором информация в символе P1 преамбулы каждого суперкадра заменена нулями (NULL P1 преамбулы). В результате на выходе модуляторов формируется радиоимпульсный высокочастотный сигнал. На месте нулевого символа P1 наблюдается пауза в выходном сигнале, позволяющая оценить задержку сигнала в модуляторах.

Недостатком метода является то, что он предназначен для сравнения задержек однотипных модуляторов в лабораторных условиях при отсутствии возможности измерения величины задержки информационного сигнала с включенной на входе модулятора управляемой линии задержки.

В работах [4, 5] опубликован метод, предназначенный для тестирования и калибровки передатчиков сети SFN с большим разбросом временных задержек информационного сигнала в модуляторах, а также возможным разбросом задержек в каналах передачи данных.

Для измерения результирующих задержек каждый из передатчиков комплектуется управляемым ключом, формирующим на входе передатчика из поступающего потока данных низкочастотные видеоимпульсы. Управление ключом осуществляется с помощью низкочастотного генератора, который задает длительность видеоимпульсов и частоту их следования. В результате на выходе модулятора формируются высокочастотные радиоимпульсы.

Сформированный сигнал подается на детекторы огибающих видео и радиоимпульсов, соответственно, на входе - на низкочастотный детектор, а на выходе – на высокочастотный детектор.

Импульсы с выходов первого и второго детекторов поступают на логическую схему «ИЛИ», к выходу которой подключен осциллограф, позволяющий измерять результирующую временую задержку информационного сигнала в модуляторе передатчика.

С целью выравнивания результрующих временных задержек информационого сигнала на входе модулятора включена управляемая линии задержки. Диапазон возможного изменения задержек определяется величиной разброса сетевых задержек и задержек обработки информационного сигнала в модуляторах передатчиков, включенных в состав SFN сети.

В упрощенной схеме реализации данного метода [4, 5] не рассмотрен важный аспект, связанный с синхронизацией работы управляемого ключа и параметров потока данных. Отсутствие синхронизации приводит либо к неустойчивой работе модулятора и ухудшению точности измерений при тестировании, либо к его полной неработоспособности.

Цель работы – создание метода тестирования и калибровки модуляторов передатчиков синхронного ТВ вещания в сети SFN, удовлетворяющего повышенным требованиям по надежности и точности работы при значительных разбросах временных задержек информационного сигнала в модуляторах, а также возможным разбросом задержек в каналах передачи данных.

2. Реализация метода тестирования и калибровки

Сущность предлагаемого метода измерений результирующих временных задержек в модуляторах с управляемой линией задержки заключается в том, что оценка результирующей задержки проводится путем сравнения тестового сигнала на выходе модулятора с опорным сигналом, задержанным относительно сигнала 1pps в буфере опорного сигнала на величину равную метке времени. Тестовый сигнал формируют заменой битовой информации в символе P1 преамбулы каждого суперкадра на нулевую в потоке T2-MI. В докладе дано графическое изображение временных диаграмм, поясняющих метод измерения результирующих задержек.

Представлена блок-схема устройства, реализующая предложенный метод измерения результирующих временных задержек в модуляторах с управляемой линией задержки.

Принцип работы устройства следующий. На вход устройства подается стандартный поток T2-MI, состоящий из информационных символов и специальных символов, обеспечивающих передачу информационного сигнала, устойчивый прием и декодирование телевизионных программ в зоне обслуживания передатчика. Символы в потоке T2-MI объединены в кадры, которые, в свою очередь, объединяются в суперкадры, обеспечивающие синхронную работу передатчиков в сети SFN с помощью меток времени, устанавливаемых в шлюзе Центра Формирования Мультиплекса.

Метка определяет момент времени начала суперкадра, т.е. начала преамбулы суперкадра - символа P1, который в штатном режиме служит, прежде всего, для синхронизации и идентификации потока при приеме.

В режиме тестирования происходит замена битовой информации в символе P1 преамбулы каждого суперкадра на нулевую в потоке T2-MI. Обработка сигнала осуществляется на программном уровне в формирователе тестового сигнала с целью получения на выходе модулятора паузы в высокочастотном сигнале на интервале времени, соответствующем преамбуле суперкадра с учетом задержек в модуляторе и в управляемой линии задержки. Выход модулятора отключен от тракта усиления мощности высокочастотного сигнала в передатчике, поскольку символ P1, обеспечивающий синхронизацию и идентификацию потока при приеме, обнулен.

Сформированный радиоимпульсный сигнал поступает на детектор огибающей высокочастотного сигнала, выход которого подключен ко второму входу логической схемы «ИЛИ» для сравнения величины задержки суперкадра выходного сигнала относительно опорного сигнала на первом входе схемы «ИЛИ».

Для измерения и калибровки передатчика на выходе схемы включают индикатор, на который наносят визуальный шаблон, соответствующий выявленной максимальной задержке информационного сигнала в передатчиках сети, по которому с помощью управляемой линии задержки проводят калибровку тестируемого передатчика.

Заключение

1. Предлагаемый метод позволяет обеспечить высокую точность измерений и устойчивость работы модуляторов при тестировании и калибровке передатчиков, входящих в состав сети, т.е. позволяет решить поставленную задачу.

2. В устройстве, реализуюшем метод тестирования и калибровки, устранены отмеченные выше недостатки метода, опубликованного в работах [4, 5]. Обеспечивается синхронизация тестового сигнала с параметрами потока и привязка опорного сигнала к сигналу 1pps и метке времени.

3. Метод промышленно применим на программном уровне, и позволяет перейти от локального цифрового ТВ вещания к сетевому с передатчиками различных производителей при большом разбросе задержек в модуляторах, каналах передачи данных и минимальных временных и финансовых затратах на пуско-наладочные работы.

Литература

1. Карякин В. Л. Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов, 2-е изд., переработанное и дополненное. – М.: Солон-Пресс, 2013. – 448 с.

2. Карякин В.Л. Технология эксплуатации систем и сетей цифрового телевизионного стандарта DVB-T2. –М: Солон-Пресс, 2014. -158 с.

3. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). DVB Document A133, June 2010. - С. 102-103.

4. Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А. Метод измерений и калибровки задержек сигнала в передатчиках стандарта DVB-T2. T-Comm – Телекоммуникации и транспорт, том 8, № 9, 2014, с. 46-48.

5. Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А. Синхронизация информационного сигнала в передатчиках одночастотных сетей цифрового телевизионного вещания. Электросвязь, № 9, 2014. С. 24-28.

ТЕХНОЛОГИИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РАБОТЫ ПАКЕТНЫХ СЕТЕЙ IPTV ПО КОЭФФИЦИЕНТУ BER В РЕЖИМЕ ТВ ВЕЩАНИЯ

PACKET NETWORKS QUALITY ASSESSMENT TECHNOLOGIES USING THE BER INDICATOR WITHOUT IPTV SERVICE INTERRUPTION

Карякин В.Л., vl@karyakin.ru, **Карякин Д.В.**, dm@karyakin.ru, **Морозова Л.А.**, morozova@rcf.ru,
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара

Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara

Введение

В отличие от других цифровых систем ТВ вещания (эфирных, кабельных, спутниковых), наличие в ***IPTV*** интерактивных видео услуг и широкого набора дополнительных сервисов (видео по запросу, персональный видеомагнитофон и др.) делают его крайне привлекательным для абонентов.

Для предоставления решений, конкурентоспособных с другими областями цифрового ТВ, необходимо изучать и постоянно совершенствовать технологию построения сетей ***IPTV*** и процессы, происходящие в них [1].

Цель работы – изучение перспектив в технологии построения пакетных сетей ***IPTV*** и методов оценки качества их работы, позволяющих повысить эффективность использования сетей ***IPTV,*** не допуская технических остановок и даже кратковременного ухудшения качества изображения в цифровом телевизионном вещании.

1. Показатели эффективности сетей IPTV

Величиной, характеризующей эффективность цифровой системы передачи информации, является пропускная способность.

Пропускная способность характеризует количество информации, которое может быть передано в системах цифрового радио и телевидения в единицу времени. Верхняя граница пропускной способности системы при заданном отношении сигнал/шум и доступной полосе передачи устанавливается теоремой Шеннона. Применяемые методы канального кодирования, модуляции, хотя постоянно совершенствуются, позволяют достичь лишь некоторого приближения к границе Шеннона. Это объясняется тем, что теорема не учитывает ряд дополнительных факторов, действующих в системах [2]. В докладе отмечается, что критерии оценки эффективности работы систем должны учитывать их практическую реализуемость.

Реальные пакетные сети состоят из совокупности каналов связи, обладающих не только статическими характеристиками, влияющими на пропускную способность, но и различными динамическими качественными показателями: задержка и ее вариации, состояния загрузки и состояния потерь трафика. Кроме этого, управление каналами связи осуществляется системами динамической маршрутизации, каналообразующим и коммутационным оборудованием. Учитывая этот факт, достоверно вычислить общую пропускную способность цифровой системы передачи информации для предоставления сервиса ***IPTV*** в заданный промежуток времени практически невозможно, обладая только отдельными характеристиками выбранных каналов связи.

Поэтому для решения задачи оценки эффективности пакетной сети предлагается определять скорость передачи информации при заданной вероятности ошибки на бит для каждого выделенного сервиса ***IPTV***. В зарубежной литературе вместо вероятности ошибки на бит информации принят более общий термин – коэффициент битовых ошибок ***BER*** (Bit Error Rate), который равен отношению числа ошибочных бит к общему числу переданных бит.

В таком подходе пакетная сеть передачи данных с позиции ТВ вещания представляется единым ***каналом связи*** от источника до приемного устройства, для которого измеряется ***BER***. Важно отметить, что такое представление процесса измерения ***BER*** позволяет применить основные принципы цифровой обработки информационных сигналов для сервисов ***IPTV*** в пакетных сетях передачи данных, которые успешно применяются в спутниковых и эфирных цифровых системах ТВ вещания.

2. Основы цифровой обработки информационных сигналов

Основой цифровых систем передачи данных в общем случае являются три фундаментальных процесса:

1. Кодирование-декодирование источника информации.
2. Кодирование-декодирование в канале передачи данных.
3. Преобразование сигналов исходной информации к виду, определяемому свойствами канала передачи данных.

Цель процесса кодирования источника – сокращение объема передаваемой информации.

Цель процесса кодирования в канале передачи данных – исправление ошибок, возникающих из-за действия помех и искажений.

В докладе уделяется внимание существенным отличиям в преобразовании сигналов телевизионного вещания в компьютерных и эфирных сетях. Рассматриваются особенности канала передачи данных в пакетных сетях ***IPTV*** и причины возникновения искажения информации.

3. Пути повышения эффективности сетей IPTV

Следует отметить, что в большинстве современных сетей ***IPTV*** не применяют канальное кодирование. Ограничиваются при построении только кодированием–декодированием источника информации. Отсутствие канального кодирование приводит иногда к значительным ошибкам на приеме из-за отсутствия возможности их исправления.

Кроме того, оценка качества работы пакетной сети ***IPTV*** с помощью тестов по коэффициенту ***BER*** происходит при отключении ***ТВ*** вещания, т.е. при отсутствии постоянного мониторинга качества работы сети на реальном телевизионном сигнале. Учитывая пороговые свойства цифрового телевидения, провайдер не имеет возможности своевременного устранения причин, которые приводят к ухудшению качества приема данных.

В надпороговой области вещания качество изображения при приеме может оставаться без ухудшения, несмотря на возрастающий уровень битовых ошибок. При уменьшении некоторого запаса устойчивости по ошибкам при приеме необходимо оперативное устранение причин, вызывающих увеличение коэффициента ***BER***, не допуская технических остановок и даже кратковременного ухудшения качества изображения в цифровом телевизионном вещании.

Известны способы оценки качества канала передачи данных по коэффициенту ***BER*** в режиме «***in service***» без отключения ТВ вещания в эфирных системах цифрового телевизионного вещания с использованием тестовой псевдослучайной последовательности, передаваемой в нулевых пакетах (см. [3] на стр. 62, раздел 9.16.1). Как известно, нулевые пакеты, изначально предназначенные для выравнивания скорости передачи информации [2], игнорируются при приеме ТВ вещания, что позволяет осуществлять оценку качества канала в режиме «***in service***».

Режим «***in service***» можно осуществить в системах ***IPTV*** с промышленными кодерами-стримерами, однако, способы достижения режима «***in service***» в эфирных системах ТВ вещания и в системах ***IPTV*** будут существенно отличаться.

Как отмечалось выше, эффективность цифровых систем и сетей передачи данных, в том числе сетей ***IPTV*** определяется скоростью передачи информации при заданном коэффициенте ошибок ***BER***. При использовании в сетях ***IPTV*** канального кодирования появляется возможность исправления битовых ошибок, и, следовательно, повышение пропускной способности канала передачи данных.

Как правило, при обработке канальных сигналов в цифровом телевидении применяют каскадное кодирование и декодирование. В качестве внешнего декодера применяют блоковый декодер ***BCH*** (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem). Внутренним является декодер ***LDPC*** (Low Density Parity Check) с проверкой на четность.

4. Реализация метода оценки качества физического канала передачи данных в системе IPTV по коэффициенту BER в режиме ТВ вещания

В докладе представлена блок-схема устройства, реализующая метод оценки качества канала передачи данных по коэффициенту ***BER*** в режиме ТВ вещания при использовании в системе ***IPTV*** канальных кодеков.

Рассматривается принцип действия устройства, состоящего из передающей, приемной части и физического канала передачи данных. Представлен вид инкапсуляции в канале передачи данных. Рассмотрены требования к записи тестовой псевдослучайной последовательности в нулевые пакеты.

Приемник системы ***IPTV***, как отмечалось ранее, игнорирует нуль пакеты, поэтому помимо выравнивания скорости потока они служат в данном устройстве для оценки коэффициента битовых ошибок ***BER*** без отключения ТВ вещания.

Заключение

1. Рассмотрены современные технологии построения сетей ***IPTV*** и методы оценки качества их работы.
2. Обсуждаются требования к показателям эффективности цифровых систем передачи данных.
3. Предлагается технология оценки качества работы пакетной сети ***IPTV*** с канальными кодеками по коэффициенту ***BER*** без отключения ТВ вещания.
4. При использовании в сетях ***IPTV*** канального кодирования появляется возможность исправления битовых ошибок, и, следовательно, повышение пропускной способности канала передачи данных.
5. Оценка качества работы сети ***IPTV*** без отключения ТВ вещания позволяет автоматизировать процесс устранения причин, вызывающих увеличение коэффициента ***BER***, не допуская технических остановок и даже кратковременного ухудшения качества изображения в цифровом телевизионном вещании.

Литература

1. Карякин В.Л., Косенко С.Г., Карякин Д.В. Технологии ТВ вещания в мультисервисных сетях передачи данных: *Монография; Под ред. В.Л. Карякина.* – Самара: ПГУТИ, 2014. – 234 с.
2. Карякин В.Л. Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов, 2-е изд., переработанное и дополненное. – М.: Солон-Пресс, 2013. – 448 с.
3. ETSI TR 101 290 V1.3.1 (2014-07) Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems // URL: http://www.dvb.org/standards (дата обращения: 03.04.2015). – 174 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМОГО ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА СИСТЕМЫ ФАПЧ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИНХРОСИГНАЛА

USING CONTROLLED PHASE DETECTOR IN A PLL SYSTEM FOR GENERATING A CLOCK SIGNAL

Колтунов М.Н., *МТУСИ, к.т.н.,* mihnatk@mail.ru,
Шварц М.Л., *МТУСИ, к.т.н.,* Mschwartz@srd-mtuci.ru

Koltunov M.N., mihnatk@mail.ru, **Schwartz M.L.,** Mschwartz@srd-mtuci.ru

Abstract

It is considered the possibility to ensure the effective frequency and time signals recovery by applying a controlled PLL when time signals are transmission through communication network with significant phase interference.

Аннотация

Рассматривается возможность обеспечения эффективного восстановления сигналов частоты и времени путем применения управляемой ФАПЧ в условиях передачи по сети связи сигналов времени при значительных фазовых помехах.

В оборудовании ТСС находят широкое применение устройства фазовой автоподстройки частоты. В большинстве случаев для этой цели используют системы ФАПЧ высокого порядка или применяют интеллектуальные ФАПЧ, в которых управляющий сигнал разделяется на две составляющие: пропорциональную и интегральную.

Для обеспечения независимого управления фазой и частотой синхросигналов предлагается использовать управляемую систему ФАПЧ (УФАПЧ), в которой производится поэтапное приближение частоты опорного генератора (fог) к значению тактовой частоты в системе ТСС, при соответствующем поддержании временных соотношений в сигналах времени (формируемых импульсах времени-ВИ, соответствующим входным сигналам 1 PPS) [1].

Входные ВИ, передаваемые по сети связи, используются для восстановления тактовой частоты и сигналов времени в оборудовании связи поступают с секундной периодичностью, в некоторой временной области, значительно меньшей, чем секундный интервал. Для восстановления тактовой частоты и сигналов времени в оборудовании используется управляемая ФАПЧ (УФАПЧ), структурная схема которой приведена на рис. 1.

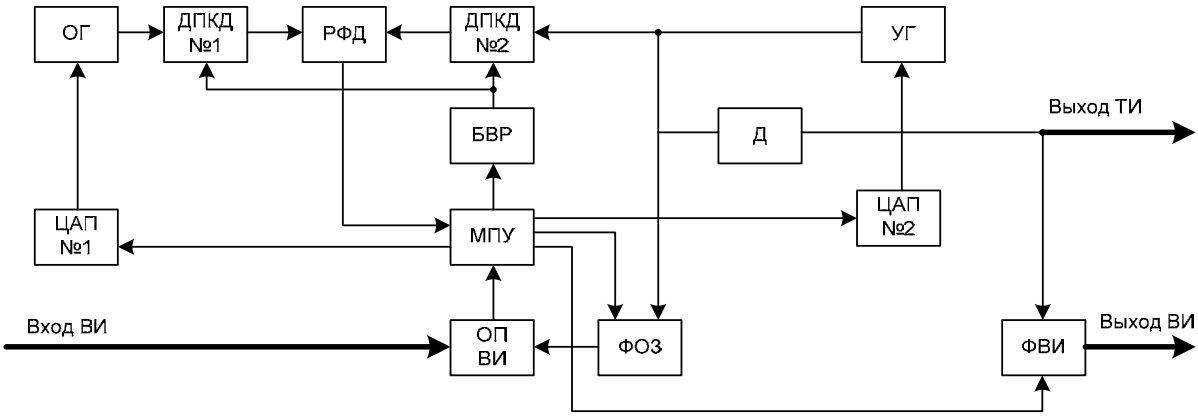


Рис. 1. Блок-схема УФАПЧ

Где: ОГ – опорный генератор, ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления, РФД – релейный фазовый детектор, - УГ – управляемый генератор, БВР – блок выбора режимов, ЦАП – цифроаналоговый преобразователь, МПУ – микропроцессорное устройство, выполняет функции вычислителя коэффициентов деления и управления работой систем управления ОГ и УГ, ОПВИ – определитель положения временных импульсов, ФВИ – формирователь временных импульсов, выполненный в виде делителя, начальной фазой которого управляет МПУ, ФОЗ – формирователь опорных зон.

Особенность схемы УФАПЧ [2, 3] состоит в применении двух механизмов управления выходным синхросигналом, причем для оперативного управления используется регулирование фазы выходного сигнала, при котором сдвиг фазы производится на относительно малые значения, соответствующие ожидаемым изменениям фазы, определяемым отклонением частоты опорного генератора от номинального его значения. При этом шаг управления фазой синхросигнала несколько больше, чем возможное отклонение фазы выходного сигнала между моментами приема входного сигнала и изменяется в зависимости от точности его подстройки в процессе работы УФАПЧ. Изменение фазы выходного сигнала УГ - $\Delta\varphi$ определяется формулой:

$$\Delta\varphi \geq (\Delta f / fн) \times T, \qquad (1)$$

Где :

$\Delta f / fн$ - относительная ошибка в установке номинала тактовой частоты ОГ,

T - период поступления входного сигнала – 1с для сигнала точного времени 1PPS.

Второй механизм – это подстройка частоты с постоянной времени устанавливаемой в зависимости от разности частот входного сигнала и частоты ОГ, а также от величины фазовых шумов в канале связи, по которому передаётся входной синхросигнал. При этом изменение частоты УГ не приводит к значительным фазовым скачкам в выходном синхросигнале за счёт n-кратного регулирования частоты и фазы УГ. Таким образом, в УФАПЧ производится раздельное управление фазой и частотой выходного сигнала.

$$n \leq \frac{\Delta\varphi_k + \varphi_k}{Тизм \cdot \delta f} \qquad (2)$$

Где: $\Delta\varphi_k$ - изменение фазы в УФД за период Ту:, $\Delta\varphi_k = \varphi_k - \varphi_{k-1}$, φ_k - результаты измерения фазы в УФД в k-ый временной интервал, Тизм – период, с которым проводятся измерения в системе ФАПЧ, δf – изменение частоты УГ за счет изменения значения сигнала с выхода ЦАП на 1 единицу.

В результате такого управления происходит постепенное уменьшение до нуля установленного МПУ набега фаз на входе ФД и соответствующее изменение положения сигнала на выходе УГ.

Величина $\delta\varphi$ обычно очень мала и не превышает некоторой доли наносекунды, а Тизм. в тысячи раз превышает величину периода управления в УФД (Ту).

Изменяя величину управления $N\delta\varphi$ можно обеспечивать или быструю подстройку частоты и фазы УГ при большом отличии частоты ОГ от его номинального значения и, соответственно при не эффективном подавлении фазовых шумов, или производить медленное управление УГ когда частота ОГ приблизится к номинальному значению. Постепенно подстраивая частоту ОГ под частоту входного сигнала. и уменьшая величину N и получаем хорошую фильтрацию синхросигнала от фазовых искажений.

Коэффициенты деления в ДПКД рассмотренного выше управляемого фазового детектора в режиме управления выбираются с помощью алгоритма Евклида [4].

Пусть частота ОГ=fог, частота УГ=fуг, а их наибольшая общая частота F. Тогда f0/F=D1, а fy/F=D2.

В отсутствии управляющего сигнала коэффициент деления ДПКД-1 равняется D1, а ДПКД-2 – D2.

При выборе коэффициентов деления ДПКД для режима управления проводится последовательное деление, определенное алгоритмом Эвклида. При этом считаем, что D2 > D1, а результат проводимого деления образует последовательность, состоящую из целых частей (qi) и остатков (ri).

$$q_1=[D_2/D_1] \qquad r_2=D_2-q_1D_1 \qquad (3)$$
$$q_2=[D_1/r_2] \qquad r_3=D_1-q_2r_2$$
$$q_3=[r_2/r_3] \qquad r_4=r_2-q_3r_3$$
$$q_k=[r_{k-1}/r_k] \qquad r_k=r_{k-1}-q_kr_k$$
$$q_N=[r_{N-1}/r_N] \qquad r_{N+1}=0$$

После проведения последовательного деления рассчитываются наиболее удобные для режима управления коэффициенты деления ДПКД. В том числе и для наименьшего из возможных шагов управления. Для ДПКД-1 – это Q_{n-1}, а для ДПКД-2 – это P_{n-1}.

$$P_1=q_1 \qquad Q_1=1 \tag{9, 10}$$
$$P_2=q_1 \cdot q_2+1 \qquad Q_2=q_2$$
$$P_3=P_2 \cdot q_3+P_1 \qquad Q_3=Q_2 \cdot q_3+Q_1$$
$$P_k=P_{k-1} \cdot q_k+P_{k-2} \qquad Q_k=Q_{k-1} \cdot q_k+Q_{k-2}$$

Выбираем для анализируемого случая $f_{ог}$=5 МГц, а $f_{уг}$=16,384 МГц, при этом : F=8 кГц и D_1=625, а D_2=2048, тогда:

В результате получаем:

P_9=367; Q_9=112

При одновременном однократном изменении коэффициента деления $ДПКД_1$ с D_1 на Q_9 т.е. с 625 на 112, а в ДПКД с D_2 на P_9, т.е. с 2048 на 367 появится сдвиг фаз между поделенными сигналами δ=0,0977 н.с.

Путем суммирования различных значений P и Q можно получать любые сдвиги фаз кратные δ.

Применение разработанного алгоритма расчёта коэффициентов деления ДПКД, обеспечивает получение необходимого минимального и грубого шага коррекции фазы выходного сигнала. в предложенном устройстве частотно-временной синхронизации.

Литература

1. Шварц М.Л. Шевченко Д.В. Фильтрация искажений временного положения синхросигнала посредством управляемой системы ФАПЧ. //Электросвязь, №9, 2009.
2. Климов Д.А., Колтунов М.Н., Шварц М.Л. Управление фазой синхросигнала в оборудовании ТСС. // Сборник докладов Международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». «СИНХРОИНФО 2011» г. Одесса, июнь, 2011.
3. Колтунов М.Н., Шварц М.Л., Шевченко Д.В. Патент «Устройство частотно-временной синхронизации», RU 2341892 C2 Приоритет 21.12.2006 г. Бюллетень №35 2008.
4. Колтунов М.Н. Шварц М.Л. Устройство ФАПЧ для оборудования ТСС // Вестник УНИИС, № 1, 2006.

АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ ГРУППОВОГО КОДЕКА С ДИКМ ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

DIFFERENTIAL PULSE CODE MODULATION GROUP CODEC CONCEPTS FOR MULTICHANNEL COMMUNICATION SYSTEMS

Кузнецов И.В., tks@ugatu.ac.ru, **Филатов П.Е.**, filatovpe@gmail.com,
Уфимский государственный авиационный технический университет, г.Уфа,

Ufa State Aviation Technical University (USATU), Ufa

В настоящее время широкое распространение получают энергодефицитные многоканальные системы передачи данных (СПД), такие как спутниковые системы дистанционного зондирования Земли, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) предназначенные для аэрофотосъёмки поверхности Земли с последующей передачей информации на землю. Требованиями к характеристикам передачи сообщений в этих системах является обеспечение многоканальности и уменьшение скорости передачи данных. Для организации передачи данных в этих системах предлагается использование групповых кодеков с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ) сигналов.

Структура группового кодека с ДИКМ представлена на рисунке 1.

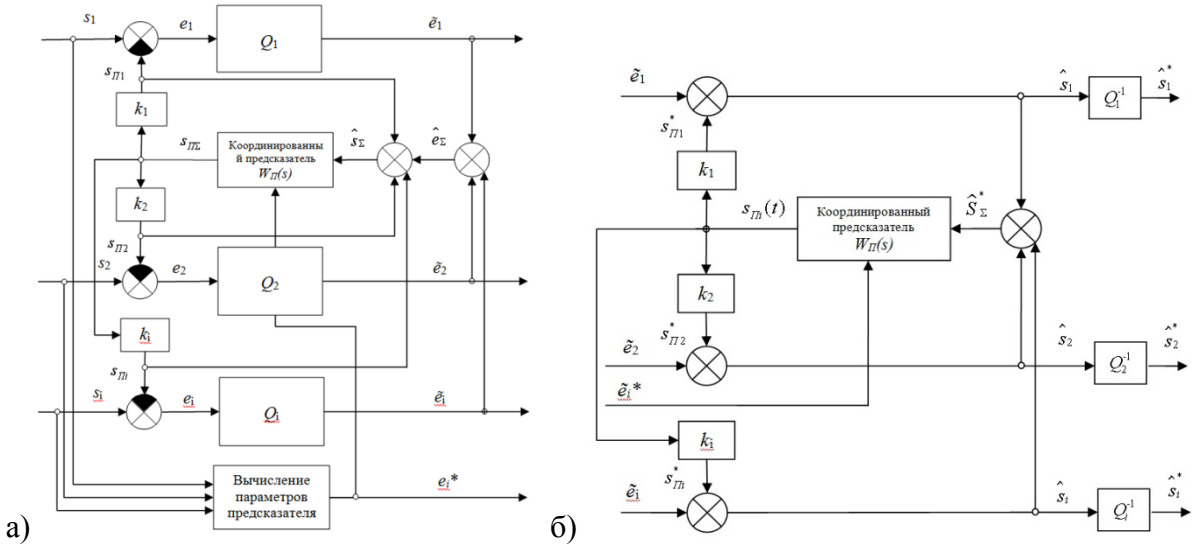


Рис. 1. Групповой ДИКМ кодек (а – кодер, б – декодер)

Структурная схема n-канального группового ДИКМ кодека, построенного по схеме анализ-синтез, представлена на рисунке 1 (а. дикм – кодера, б – декодера)[1]. На вход схемы кодера поступают измеряемые сигналы $s_i(t)$ ($i=\overline{1,n}$). Линейный ИКМ (Q_i) i-го канала осуществляет цифровое преобразование разностного сигнала $e_i(t)$ ($e_i(t)=s_i(t) - s_{ni}(t)$, где $s_{ni}(t)$ - предсказанное значение i-го сигнала). Отличительной особенностью группового кодека ДИКМ является использование координированного предсказателя по отношению ко всем n каналам многоканальной системы позволяющем уменьшить вычислительную мощность бортового процессора обработки данных.

К аспектам синтеза группового кодека с ДИКМ для многоканальных систем связи являются: построение его математической модели, синтез передаточной функции (ПФ) координированного предсказателя, решение поставленной задачи (определение ПФ координированного предсказателя).

Математическая модель кодера. На рисунке 2 приведена эквивалентная двухканальная модель группового ДИКМ кодера, где $W_{эi}(s)$ – передаточные функции экстраполяторов соответствующих каналов.

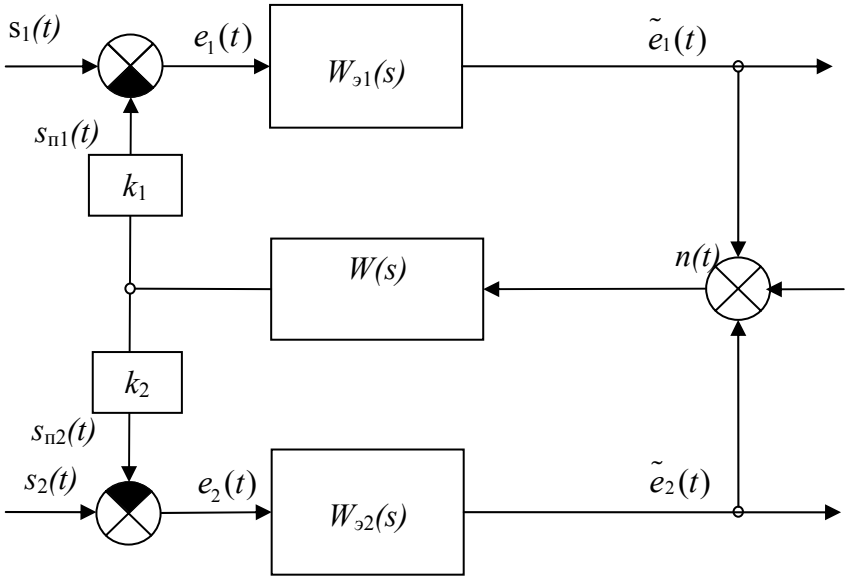


Рис. 2. Математическая модель двухканального ДИКМ кодера

На входы каналов подаются стационарные центрированные случайные сигналы $s_i(t)$ с известными авто-, и взаимными спектральными плотностями мощности (СПМ) $\Phi_{ij}(s) = \lim\limits_{T\to\infty} M\left(\dfrac{E_j(s)E_i(-s)}{T}\right)$ ($i, j = \overline{1,2}$), $E_j(s), E_i(-s)$ - соответствующие изображения по Лапласу сигналов s_i; s-комплексная переменная Лапласа. Если считать, что сумма коэффициентов k_1+k_2 подчиняются условиям нормировки, т.е. $k_1+k_2=1$, то передаточную функцию $W_п(s)$ координированного предсказателя можно представить в виде эквивалентной модели с передаточной функцией $W(s) = \dfrac{W_П(s)}{1-W_П(s)}$ (рисунок 2), подлежащий дальнейшему определению. На рисунке 2, *n(t)*- помеха, обусловленная дискретизацией и квантованием сигналов, в качестве модели которой можно принять квазибелый шум. В случае, если энергетические характеристики (мощности) входных сигналов $s_i(t)$ совпадают, то коэффициенты k_1 и k_2 можно положить равными, т.е. $k_1=k_2=\dfrac{1}{2}$. В противном случае коэффициенты k_1 и k_2 можно считать неизвестными и требуется их дополнительная подстройка. Отметим, что модель предсказателя разбивается на динамическую *W(s)*, и статическую k_1, k_2 составляющие, что позволяет уменьшить число дополнительно передаваемых данных - параметрах предсказателя.

Задача синтеза ПФ координированного предсказателя сводится к определению $W(s)$ из условия минимума функционала вида

$$J(W(s)) = \sigma_1^2 + \sigma_2^2, \tag{1}$$

где σ_1^2, σ_2^2 - дисперсии разностных сигналов e_1 и e_2.

Синтез координированного предсказателя. Синтез ПФ координированного предсказателя осуществляется для стационарных сигналов на основе задачи оптимальной фильтрации Винера-Хопфа [2].

Получена формула для ПФ координированного предсказателя

$$W(s) = \frac{A(s)}{1-(k_1 A(s) W_{э1}(s) + k_2 A(s) W_{э2}(s))}, \tag{2}$$

где $A = \dfrac{1}{\left[(k_1 k_1^- + k_2 k_2^-)(\Phi_{11} W_{э1} W_{э1}^- + \Phi_{12} W_{э1} W_{э2}^- + \Phi_{21} W_{э2} W_{э1}^- + \Phi_{22} W_{э2} W_{э2}^- + \Phi_N)\right]_+}\cdot$

$$\cdot\left[\frac{-\Phi_{11} k_1^- W_{э1}^- - \Phi_{12} k_1^- W_{э2}^- - \Phi_{22} k_2^- W_{э2}^- - \Phi_{21} k_2^- W_{э1}^-}{\left[(k_1 k_1^- + k_2 k_2^-)(\Phi_{11} W_{э1} W_{э1}^- + \Phi_{12} W_{э1} W_{э2}^- + \Phi_{21} W_{э2} W_{э1}^- + \Phi_{22} W_{э2} W_{э2}^- + \Phi_N)\right]_-}\right]_+, \tag{3}$$

где $[\bullet]_+$ - сумма элементарных дробей, на которое раскладывается заключенное в квадратные скобки выражение, полюсы которых находятся в левой полуплоскости; $[\bullet]_-$ - остальных элементарных дробей, полюсы которых находятся в правой полуплоскости; $W_{эi}(s)$ – передаточные функции экстраполяторов соответствующих каналов. В выражении (2) комплексная переменная Лапласа s не приводится.

Частное решение. Получены частные решения задачи. Так если СПМ первого, второго канала соответственно имеют вид $\Phi_{11}(s)=\dfrac{\alpha_1^2}{1-\beta^2 s^2};\Phi_{22}(s)=\dfrac{\alpha_2^2}{1-\beta^2 s^2}$, при этом входные сигналы некоррелированные между собой. СПМ помехи, обусловленной дискретизацией разностных сигналов, имеет вид $\Phi_N(s)=N^2$. Тогда передаточная функция W(s) (смотри рисунок 2) представлено следующей формулой

$$W(s)=\frac{\dfrac{(k_1\alpha_1^2+k_2\alpha_2^2)\cdot \mathrm{e}^{-T}(1+\beta S)}{(B+N)(1+S)\left(k_1^2+k_2^2\right)\cdot\sqrt{\alpha_1^2+\alpha_2^2+N^2}+\beta NS}}{1-(k_1\dfrac{(k_1\alpha_1^2+k_2\alpha_2^2)\cdot \mathrm{e}^{-T}(1+\beta S)}{(B+N)(1+S)\left(k_1^2+k_2^2\right)\cdot\sqrt{\alpha_1^2+\alpha_2^2+N^2}+\beta NS}e^{ST_1}+k_2\dfrac{(k_1\alpha_1^2+k_2\alpha_2^2)\cdot \mathrm{e}^{-T}(1+\beta S)}{(B+N)(1+S)\left(k_1^2+k_2^2\right)\cdot\sqrt{\alpha_1^2+\alpha_2^2+N^2}+\beta NS}e^{ST_2})}$$

Эффективность использования группового ДИКМ кодека (с точки зрения времени на обработку информации на предсказании) определяется количеством передаваемых каналов [3]. В частности, для двух канального кодека эффективность интегрально оценивалась увеличением динамического диапазона и уменьшением времени предсказания и временем на обработку сигнала, по сравнению с одноканальным ДИКМ преобразованием сигналов эффективность составил более чем 1,15 раз.

Литература

1. *Кузнецов И.В., Филатов П.Е.* Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных энергодефицитных систем передачи данных / Ю.В. Гуляев // Журнал “Радиотехника”. – 2015. – № 2 – С.87-91
2. *Кузнецов И.В., Филатов П.Е.* Разработка группового ДИКМ кодека для спутниковых систем зондирования Земли / Проблемы техники и технологий телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях - XIV международная научно-техническая конференция. – Самара. – 2013. – С.387-389.
3. *Цейтлин Я.М.* Проектирование оптимальных линейных систем. Л.: «Машиностроение», 1973. – 240 с.

ВЫБОР ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ СИГНАЛАМИ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Еремичев В.И., *доцент МТУСИ, к.т.н.,* vi.eremichev@mail.ru,
Смирнов Н.И., *профессор МТУСИ, д.т.н.,* smirnov.ni@yandex.ru
Цыренова Л.А., *доцент МГУ, к.ф.н., МГУ,* lyaylya.tsyrenova@mail.ru

Аннотация

В статье рассматриваются структуры зон покрытия сотовой связью, приводятся полученные формулы для расчёта площадей зон покрытия, а также примеры их расчётов.

Для обеспечения надёжной связи между абонентскими станциями (АС) на покрываемой сотовой связью территории устанавливается необходимое количество приёмопередающих базовых станций (БС), образующих частотные кластеры из соседних БС [1]. Зона покрытия БС зависит от их мощности, высоты расположения антенн, диапазона частот излучаемых сигналов, плотности застройки территории, на которой размещаются как БС, так и АС, от структуры их размещения [2].

Обычно зона покрытия БС составляет более 0,5 км. [3, 4]. В целях экономии средств БС желательно располагать таким образом, чтобы зоны перекрытия полей соседними сотами БС были минимальными, поскольку их стоимость составляет десятки тысяч долларов [5], но при этом, необходимо обеспечить качественный роуминг при максимально допустимом расстоянии между БС.

Далее рассматривается несколько структур кластеров, определяющих сегменты перекрытия, появляющиеся вследствие вписывания в окружность соты правильных многоугольников с числом сторон n: квадрата с n = 4, шестиугольника с n = 6 и восьмиугольника с n = 8.

Проанализируем влияние количества сегментов многоугольной соты на требуемое количество БС, обеспечивающих надёжной связью заданную площадь, а также выявим при каком количестве сегментов соты, то есть сторон многоугольника n, роуминг будет более надёжным.

На рис.1 приведена структура зоны покрытия сотами БС при n = 6, то есть кластера из семи БС, где одна из сот условно названа центральной, а переменная i = 0, 1, 2, … обозначает номер контура соседних БС, окружающих центральную соту БС с i = 0. Аналогично можно изобразить структуры зон покрытия для случаев n = 4, n = 8 и др. Количество сегментов, перекрываемых сотами соседних БС, определяется числом сторон многоугольника n, формирующих соты БС.

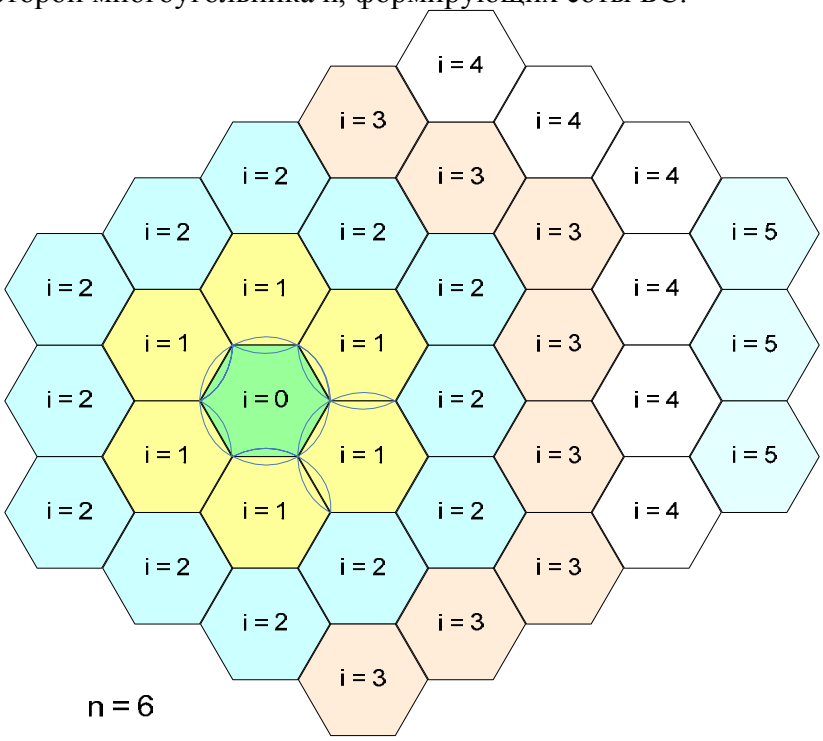


Рис. 1. Структура зоны покрытия территории сотами базовых станций для n = 6

Количество сот БС, размещённых в зоне покрытия некоторым количеством контуров сот БС вокруг центральной соты, которое обозначим буквой k, определяется формулой (1)

$$N_k = 1 + \sum_{i=0}^{k} ni \quad , \tag{1}$$

Общее количество сот БС при увеличении количества контуров до 6 приведено в табл.1.

Таблица 1

Значения N_k

k	n = 4	n = 6	n = 8
0	1	1	1
1	5	7	9
2	13	19	25
3	25	37	49
4	41	61	81
5	61	91	121
6	85	127	169

Суммарная площадь всех окружностей сот БС, участвующих в покрытии некоторого количества контуров, определяется из выражения (2).

$$S_П = \pi R^2 (1 + \sum_{i=0}^{k} ni) \tag{2}$$

Результаты расчёта $S_П$ в предположении, что R = 1 км. для n 4, 6, 8 представлены в табл. 2.

Таблица 2

Значения $S_П$ (км ^{2})

k	n = 4	n = 6	n = 8
0	3,14	3,14	3,14
1	15,71	21,99	28,27
2	40,84	59,67	78,54
3	78,54	116,24	153,94
4	128,80	191,63	254,46
5	191,63	285,88	380,12
6	267,03	398,97	539,91

На рис. 2 представлена зависимость количества сот БС N_k при росте количества контуров k до 6.

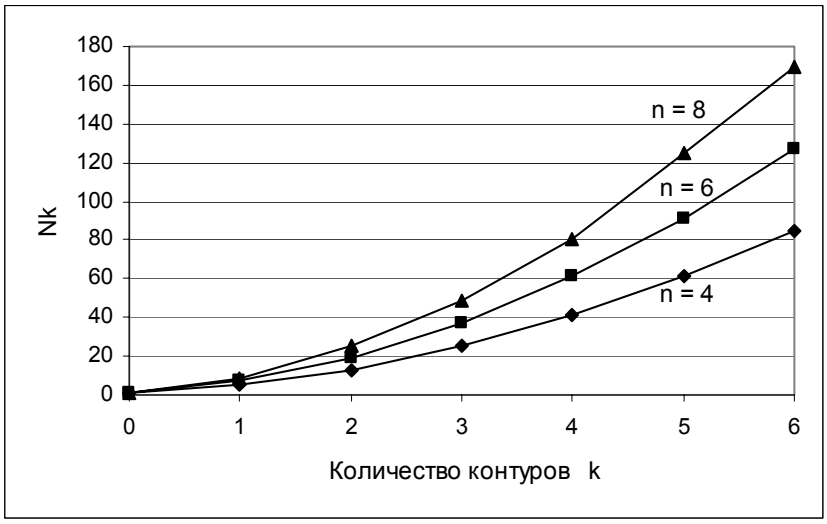


Рис. 2. Зависимость роста N_k от количества контуров k

На рис. 3 представлена зависимость площади покрытия $S_П$ км ^{2} при R = 1 км.

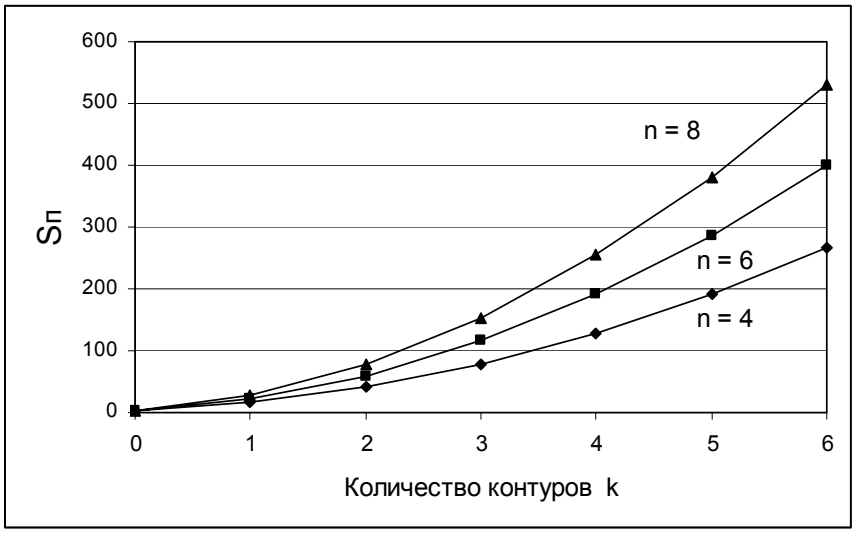


Рис. 3. Зависимость площади покрытия $S_П$ от количества контуров k

Из анализа графиков на рис.3 видно, что с увеличением n происходит рост площадей покрытия, например, при увеличении n от 4 до 6 $S_П$ увеличивается в 1,5 раза.

Обозначим переменной $S_с$ суммарную площадь перекрываемых сегментов при частичном перекрытии площадей соседних сот БС. Достижимая полезная зона покрытия определяется выражением

$$S_д = S_п - S_с . \tag{3}$$

В нормализованном виде отношение $S_д / S_п = 1 - S_с / S_п$ можно определить как коэффициент полезного использования площади покрытия сотами БС (КПИ).

При различных значениях n: 4, 6, 8 найдём КПИ по полученным ниже формулам (4 ÷ 6).

При $n = 4$ $$S_д / S_п = 1 - [2nk + \sum_{i=1}^{k} 4n(i-1)] \cdot S_1 / S_п , \tag{4}$$

где $S_1 = R^2(\pi - 2)/4$ — площадь сегмента окружности соты радиусом R.

При $n = 6$ $$S_д / S_п = 1 - [2nk + \sum_{i=1}^{k} 4n(i-1) + \sum_{i=0}^{k} 2ni] \cdot S_1 / S_п , \tag{5}$$

где $S_1 = R^2(2\pi - 3\sqrt{3})/12$ — площадь сегмента окружности соты радиусом R.

При $n = 8$ $$S_д / S_п = 1 - \{S_2 \cdot [2nk + \sum_{i=1}^{k} 4n(i-1)] + S_1 \sum_{i=0}^{k} 2ni\} / S_п , \tag{6}$$

где $S_1 = R^2(\pi - 2)/4$, $S_2 = R^2(2\pi - 2\sqrt{2})/8$ — площади разных сегментов окружности соты радиусом R.

Величины S_1 и S_2 в (4), (5) и (6) определяют площади перекрываемых сегментов. Формулы применимы для k = 1, 2, 3,…; при k = 0 $S_1 = S_2 = 0$, так как имеет место единственная БС, отсутствуют перекрываемые зоны, и $S_д / S_п = 1$.

Результаты расчётов, полученных на основании выражений (4 ÷ 6) сведены в таблицу табл. 3 и представлены на графиках рис. 4.

Таблица 3

Значения $S_д / S_п$

k	n = 4	n = 6	n = 8
0	1	1	1
1	0,86	0,90	0,82
2	0,78	0,87	0,80
3	0,74	0,86	0,79
4	0,72	0,85	0,78
5	0,70	0,85	0,78
6	0,69	0.85	0,78

На рис 4 указана зависимость отношения достижимой полезной площади покрытия всеми сотами БС $S_Д$ к суммарной площади всех учитываемых окружностей сот в покрытии $S_п$.

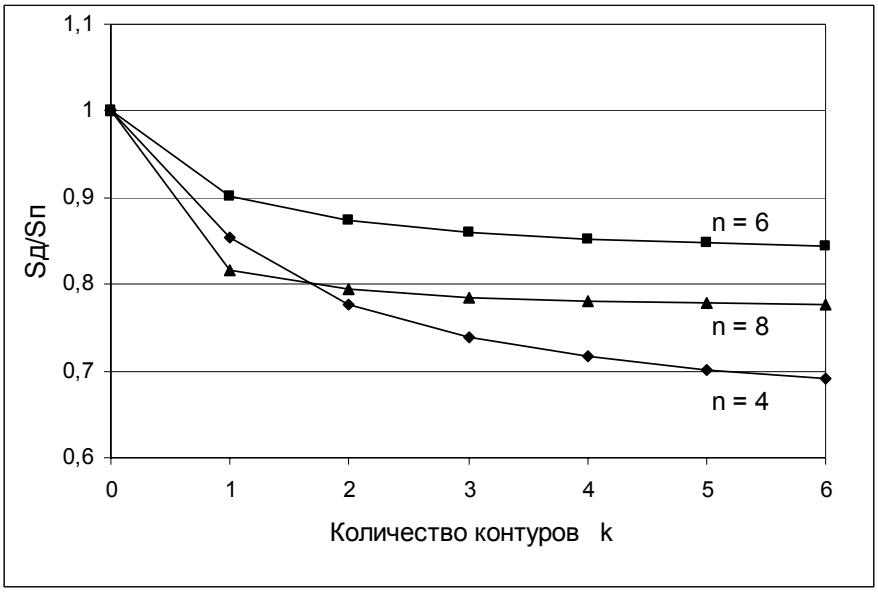


Рис. 4. Зависимость КПИ, то есть отношения $S_д / S_п$ от количества контуров k при различных значениях n.

Определим в расчёте на одну соту БС значения достижимых зон покрытия $S_Д$ при использовании КПИ для R = 1 км, $S_П$ = 3,14 км ^{2}, k = 4 и k = 6 для различных значений n:

k = 4: n = 4 $S_Д$ = 2,25 км ^{2}; n = 6 $S_Д$ = 2,68 км ^{2}; n = 8 $S_Д$ = 2,45 км ^{2}.

k = 6: n = 4 $S_Д$ = 2,18 км ^{2}; n = 6 $S_Д$ = 2,65 км ^{2}; n = 8 $S_Д$ = 2,44 км ^{2}.

Из анализа результатов расчётов видно, что вариант при n = 6 является более предпочтительным, так как значение достижимой зоны покрытия $S_Д$ = 2,68 км ^{2} меньше чем на 15% отличаются от теоретически возможной площади $S_П$ = 3,14 км ^{2}, и расходы на размещение требуемого количества базовых станций уменьшаются.

Известно, что площадь территории г. Москвы в пределах МКАД составляет 870 км ^{2}. Проведённые расчёты показали, что при круговых диаграммах направленности антенн БС для покрытия этой площади, если n = 6 и R = 1 км, требуется 10 контуров сот БС с их общим количеством N_k, равным 331, то при n = 8 – 9 контуров с общим количеством БС 361, то есть на 30 БС больше.

Если в каждом из 6 сегментов при n = 6 использовать 6 отдельных антенн, имеющих ширину диаграммы направленности в 60 градусов, то количество базовых станций уменьшится пропорционально количеству антенн [2].

Выводы

1. Увеличение сторон кластера n при равном значении количества контуров сот БС k приводит к увеличению зоны покрытия, например, при k = 4 и R = 1 км рост числа n с 6 до 8 приводит к увеличению зоны покрытия в 1,33 раза.

2. Наибольшая эффективность покрытия, то есть наибольший КПИ достигается при n = 6, так как в этом случае частичное перекрытие площадей соседними сотами базовых станций будут минимальны, что позволит, не ухудшая роуминга, оптимизировать количество БС.

Литература

1. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. — М.: Радио и связь, 2002. — 400 с.
2. Лохвицкий М.С., Мардер Н.С. Сотовая связь: от поколения к поколению. — М.: Изд. ИКАР, 2014. — 236 с.
3. Архитектура сотовой сети: оборудование базовых станций. http://test.amobile.ru/ (дата обращения 07.01.2015).
4. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM (2005) РОС PDF. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 294 с.

СИНХРОНИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ В КАПИЛЛЯРНОЙ СЕТИ

TIME SYNCHRONIZATION FOR CAPILARY NETWORKS

Смирнов Н.И., *академик МАИ, д.т.н. профессор, МТУСИ*,
Мельник С.В. *академик МАИ, к.т.н., зав. кафедрой ФГУП ЦНИИС в МТУСИ*,
Петрова Е.Н., *к.т.н., «НТЦ «КОМСЕТ», г. Москва*

Smirnov N.I, Melnik S.V., *MTUCI*, **Petrova E.N.** *STC KOMSET*

Abstract

At the report there is a description of synchronization scheme for capillary networks. The best way to implement this mechanism is the usage of clock device connected to capillary network gateway.

Аннотация

В докладе изложен подход к обеспечению синхронизации времени в капиллярных сетях.

Несмотря на то, что капиллярные сети, как таковые не нуждаются в синхро-сигнале, тем не менее, решение синхронизации времени обмена информации на шлюзах капиллярной сети позволяет в несколько раз (3-10) сократить количество сигнального трафика и тем самым значительно повысить эффективность использования сегмента сети мобильной связи. Для синхронизации времени в капиллярной сети целесообразно использовать источники, подключенные к шлюзам домена копиллярной сети.

Перспективы совершенствования межмашинных (M2M) интерфейсов

Сегодня окончательно ясно, что основным источником данных в телекоммуникационных сетях будущего будут неодушевленные предметы, обменивающиеся информацией. Если мы сравним потенциальное количество абонентов-людей с количеством приборов, которые могут обмениваться информацией, то соотношение получится примерно 1 : 10. В будущем это соотношение будет только расти. То, как технологии межмашинного взаимодействия используются большинством операторских компаний, не учитывает специфики этих процессов. Между тем, область применения M2M технологий очень широка:

- Логистические задачи по оптимизации доставки грузов с привязкой к спутниковым системам глобального позиционирования
- Сбор информации с датчиков ЖКХ
- Системы умного дома
- Системы безопасного города
- Управление дамбами и уровнем рек
- Управление интеллектуальными сельскохозяйственными системами
- Мониторинг строительства объектов

И это только часть гражданского применения технологий межмашинного взаимодействия, а есть еще и специальные системы.

В большинстве случаев сейчас применяются датчики, снабжаемые GSM или GSM/3G/4G модемом, которые передают информацию либо по циклу внешнего опроса, либо по установленному расписанию. Этот механизм прост в реализации, однако весьма не оптимален с технической точки зрения. Как правило, в M2M системах объем информации, передаваемой каждым датчиком за один сеанс связи весьма невелик. Получается, что для передачи нескольких байт полезной информации, мы используем несколько килобайт сигнального трафика. То есть коэффициент полезной нагрузки обычно не превышает значения 0,1, а часто вообще менее 0,01. Если мы переходим к сетям нового поколения (4G/5G), то получается вообще курьезная ситуация. Мы используем менее 1% минимального блока передаваемой информации + все те же сигнальные сообщения + заголовки протоколов и коэффициент полезной нагрузки получается менее 0,001 [7-8].

К этому надо добавить, что многие датчики физически располагаются вне зоны покрытия сетей мобильной связи, например, в подвалах зданий, внутри помещений, внутри каких-либо механизмов. Решать проблему доступности таких датчиков путем увеличения зоны покрытия сетей мобильной связи нецелесообразно.

Таким образом, становится ясно, что требуется механизм оптимизации для построения сетей связи межмашинного взаимодействия (machine-type communication (MTC)).

Интернет вещей (Internet of Things (IoT))

Концепция IoT стала порождением развития межмашинного взаимодействия. Согласно IoT каждый объект, который может быть источником информации в глобальной сети связи, получает адрес и далее возникает задача организации обмена информации между ними [6]. Например, в сети мобильной связи нового поколения используется большое количество автономных объектов, работающих на батареях. Соответственно, возникает задача организации передачи информации с минимально потребляемой энергией и максимальным сроком работы без подзарядки.

IoT дает возможность идентификации «вещей», которые должны обмениваться информацией, но не объясняет механизм обмена. Все вопросы, возникшие в предыдущем разделе, остаются без ответа. Принципиальным отличием концепции IoT от простой идентификации датчиков при помощи SIM карт, является то, что становится возможным группировать датчики и аккумулировать информацию от них/к ним при помощи промежуточных устройств – соответствующих шлюзов.

Капиллярная сеть

Капиллярная сеть получила свое название по аналогии с кровотоком. Датчики образуют капиллярные структуры, в которых каждое устройство выполняет функции приема, передачи и ретрансляции информации от других датчиков. Архитектура капиллярной сети показана на рис.1.

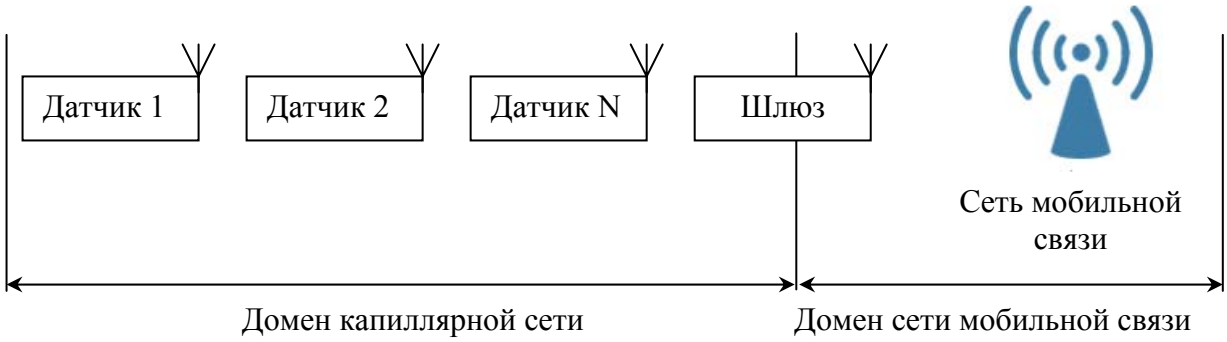


Рис. 1. Архитектура капиллярной сети

Датчики – узлы капиллярной сети связываются между собой обычно по радио интерфейсу ближнего действия - Bluetooth Low Energy, IEEE 802.15.4 или IEEE 802.11ah. Для организации капиллярного домена важно поддерживать механизм «гибернации» датчиков. Они должны включаться только в момент передачи или приема информации. Иначе система не будет энергоэффективной [9]. К внутреннему устройству и порядку взаимодействия узлов капиллярной сети тоже предъявляются жесткие требования – они должны быть одинаковыми, что бы система представляла собой единообразную структуру. Иначе механизмы управления и взаимодействия будут очень сложными. Количество доменов капиллярной сети должно определяться в соответствии с решаемой задачей. Например, при построении системы управления безопасностью и ресурсами внутри подъезда дома не обязательно делать шлюз на каждом этаже. К шлюзу должны подключаться датчики управления освещением лестницы, видеокамерами с детекторами движения, сигнализации проникновения в помещения, к этому можно прибавить съем информации о потребляемой электроэнергии, воды, предупредительную индикацию необычно высокого потребления. Шлюз или несколько шлюзов можно подключить к проводному Интернету с выходом на облако обработки информации M2M сети [6-9].

Таким образом, домены капиллярной сети не обязательно подключать через сеть мобильной связи. Для целей подключения можно использовать любой Интернет домен с достаточной пропускной способностью. Те есть, мы должны оценить доступную пропускную способность, задержки, джиттер имеющейся сети передачи данных и оценить параметры качества обслуживания (QoS).

Для бесперебойной работы домена капиллярной сети предусматривается использование механизмов приоритетной передачи пакетов (prioritized packet transmission 802.11) или резервирования полосы пропускания (bandwidth reservation 802.15.4 и Bluetooth Low Energy). Конфигурация домена капиллярной сети должна осуществляться провайдером обслуживания. При этом между операторской компанией, провайдером обслуживания и потребителем услуг должны заключаться соглашения об уровне обслуживания (Service Level Agreement (SLA)). В соответствии с заключенными SLA к функционированию капиллярного домена и шлюзу устанавливаются технологические требования.

Междоменная связь в сети межмашинного взаимодействия

Простая схема, приведенная выше, дает понятие о принципах организации капиллярных сетей, но на самом деле все гораздо сложнее. Представим себе, что таких капиллярных доменов, управляемых единой системой обработки информации может быть несколько тысяч, и распределены они по обширной географической зоне. Даже если представить себе систему наблюдения за показателями датчиков видеонаблюдения и ЖКХ в одном районе Москвы, то получится весьма непростая картина. Если шлюзы капиллярных доменов присоединяются к сети при помощи домена сети мобильной связи, то даже в случае неподвижных шлюзов, они могут подключаться к разным базовым станциям в зависимости от интенсивности трафика и помеховой обстановки. Таким образом, вместе с задачей оптимизации сеансов связи внутри домена капиллярной сети, требуется решать задачи выбора оптимального подключения к домену сети мобильной связи и, конечно, задачи обеспечения информационной безопасности при передаче через несколько доменов (cross domain connection information security).

И если внутри домена капиллярной сети можно предложить механизмы саморегулирования по аналогии с SON (Self Organized Networks), то при междоменном взаимодействии использовать SON не получится. Вывод прост – необходима система управления шлюзами. При чем эта система должна функционально взаимодействовать с системой сбора и обработки данных, поступающих от узлов капиллярной сети и интегрироваться в общие структуры систем управления оборудованием и бизнес-процессами (OSS/BSS) провайдера обслуживания и операторской компании. Решить эту задачу без привязки к шкале единого точного времени практически невозможно.

Временная синхронизация в капиллярной сети

Поскольку на сегодняшний день через капиллярные сети планируется передача небольших объемов информации, считалось достаточным получение меток времени через Интернет. При расширении географии сетей и увеличении их сложности неизбежно встает задача обеспечения единства и точности шкалы времени. Эта задача может быть решена централизовано, путем присоединения к удаленному серверу времени, имеющему выход на источник, синхронизированный с Государственным эталоном, например, ГНСС ГЛОНАСС. Централизованная архитектура синхронизации времени в капиллярной сети показана на рис. 2. Однако при таком методе решения нужно гарантировать, что при получении сигналов времени каждым узлом сети не будет возникать искажения, влекущего за собой увеличение вероятности ошибки.

Рис. 2. Централизованная схема синхронизации времени

В сети с большим количеством доменов, некоторые из которых могут находиться на значительном удалении от центра обработки информации, централизованная схема обеспечения единой временной не эффективна.

По аналогии с методами, изложенными в [1-5], можно предложить распределенную архитектуру для синхронизации времени в капиллярной сети (рис. 3).

Рис. 3. Распределенная схема синхронизации времени

В распределенной схеме обеспечения единства и точности шкалы времени в капиллярной сети мы применяем компактный сервер времени с приемником GPS/ГЛОНАСС, подключенный к шлюзу капиллярного домена. При таком варианте решения задачи синхронизации времени мы можем гарантировать точность порядка единиц наносекунд. Этой точности временной синхронизации достаточно для решения любой технологической задачи, в интересах которой строится капиллярная сеть. Особенно эффективным такой механизм будет при использовании в системах двойного назначения, которые предъявляют повышенные требования по надежности.

Выводы

1. В капиллярных сетях необходимо использовать единую шкалу времени.
2. Для небольших капиллярных сетей допустимо использовать время из Интернета с имеющихся серверов времени.
3. Для крупных сетей с большим количеством узлов и необходимостью интеграции информации в системы управления оборудованием и бизнес-процессами компаний (OSS/BSS) необходимо использовать серверы времени, привязанные к эталонным источникам.
4. При использовании в системах двойного назначения, а так же в системах обеспечения сложных технологических процессов, которые предъявляют повышенные требования по точности и надежности необходимо использовать распределенную архитектуру синхронизации времени с серверами, подключенными к шлюзам капиллярных доменов.

Литература

1. Мельник С.В., Смирнов Н.И. Использование распределенной схемы синхронизации в сетях мобильной связи 4G и 5G. Доклады Конференции Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях «СИНХРОИНФО 2014». Воронеж, 2014.
2. Мельник С.В., Смирнов Н.И., Севериненко А.М., Петрова Е.Н. Распределенная синхронизация в сетях мобильной связи 4G и 5G. T-Comm, 2014. - № 4.
3. Мельник С.В., Петрова Е.Н., Смирнов Н.И. Service timing for 4G and 5G mobile networks IEEE «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (PICS&T-2014) 14-17 October, 2014.
4. Мельник С.В., Смирнов Н.И. Распределенная схема синхронизации для мобильной связи нового поколения. Доклады Международного форума информатизации (МФИ) Международный конгресс «Коммуникационные технологии и сети» 2014. – М.: Инсвязьиздат, 2014.
5. Мельник С.В., Смирнов Н.И. Пути обеспечения единого точного времени на сетях электросвязи России с использованием ГЛОНАСС. Доклады Конференции Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях «СИНХРОИНФО 2013». Ярославль: Инсвязьиздат, 2013.
6. Morgan Stanley The ‘Internet of Things’ Is Now: Connecting The Real Economy April 2014, Blue Paper.
7. J. Höller, V. Tsiatsis, C. Mulligan, S Avesand, S. Karnouskos, D. Boyle, From Machine-to-Machine to the Internet of Things: Introduction to a New Age of Intelligence, Elsevier, 1st edition, 2014.
8. T. Tirronen, A. Larmo, J. Sachs, B. Lindoff, N. Wiberg, Machine-to-machine communication with long-term evolution with reduced device energy consumption. April 2014 Emerging Telecommunications Technologies.
9. 3GPP, TR 36.888. Study on provision of low-cost Machine-Type Communications (MTC) User Equipments (UEs) based on LTE. June 2013.

СИНХРОНИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В ЗАКРЫТЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

Грязев А.Н., *ИО Генерального директора ФГУП ЦНИИС*,
Мельник С.В. *академик МАИ, к.т.н., зав. кафедрой ФГУП ЦНИИС в МТУСИ,*
Смирнов Н.И., *академик МАИ, д.т.н. профессор, МТУСИ, г. Москва*

Griazev A.N., *ZNIIS*, **Melnik S.V., Smirnov N.I.,** *MTUCI*

Abstract

At the report there is a description of time synchronization for indoor positioning system. This system can provide positioning with accuracy about 5 sm in the close environment without GLONASS/GPS.

Аннотация

Задача автоматического определения местоположения и учета объектов в закрытых помещениях не нова. Она решается при автоматизации логистики на складах, при организации зон ограниченного доступа на предприятиях, при транспортировке грузов и т.п. В каждом случае важно обеспечить требуемую точность определения местоположения объекта учета/наблюдения при минимизации затрат на установку и эксплуатацию системы. Особенностью решения задачи является невозможность применения привычных средств спутниковой навигации.

В докладе описан программно-аппратный комплекс, который позволяет определять местоположение объекта с точностью до 5 см, обладающий минимальными по сравнению с аналогами стоимостными показателями. Благодаря чему можно применить механизм определения местоположения не только в складском помещении крупной компании, но и, например, в супермаркете. В сочетании с тележкой, которую можно оснастить недорогим мини планшетом, можно получить комплекс для реализации концепции «умного маркетинга». То есть системы, помогающей покупателю оптимизировать процесс расставания с деньгами.

Введение

В основе работы комплекса лежит расчет времени отклика от радио метки объекта до специальной опорной станции сети определения местоположения. Чем точнее мы можем определить время задержки, тем точнее будет определение местоположение объекта.

НТЦ «КОМСЕТ» предлагает комплекс определения местоположения Сектор М1. Комплекс прошел испытания и имеет все необходимые сертификаты.

В качестве эталонного источника времени в комплексе применяются сервера ССВ-1Г и УКУС производства КОМСЕТ. Сервера времени имеют высокостабильные внутренние генераторы и метрологические приемники GPS/ГЛОНАСС.

Надо отметить, что для решения задачи автоматизированнго учета объектов успешно применяются средства контроля RFID меток при помощи мобильных портативных считывателей. У оператора склада имеется такой считыватель и он подносит считыватель к объекту учета, после чего данные об объекте учета считываются и записываются в ощую базу данных склада. Такой метод хорош для учета неподвижных объектов. Однако, если нужно учитывать, например, вагоны, фуры или другие движущиеся объекты, описанный выше метод не подходит.

Кроме задачи определения местоположения объектов в складских помещениях комплекс Сектор М1 можно применять для стационарных и для подвижных объектов, например, для контроля мест расположения персонала путем постоянного приема и анализа (мониторинга) сигнала с персональных РЧ меток, принимаемого радиоэлектронными устройствами — считывателями. Комплекс осуществляет хранение, обработку и передачу результатов обработки полученной информации на рабочие места пользователей в соответствии с их профилем. Возможно использование комплекса в качестве ядра системы контроля и управления доступом, для управления видеонаблюдением и видеофиксацией, для учета вноса/выноса материальных ценностей, контроля проезда транспортных средств.

Комплекс предназначен к применению на охраняемых объектах транспорта, производственных и складских помещениях, офисах государственных и коммерческих структур.

Архитектура и состав комплекса «СЕКТОР-М1»

Идентификация объектов осуществляется бесконтактным способом при помощи радиосигналов малой мощности. Комплекс предназначен для применения на охраняемых объектах транспорта, производственных и складских помещениях, офисах государственных и коммерческих структур.

Общая архитектура комплекса приведена на рис.1.

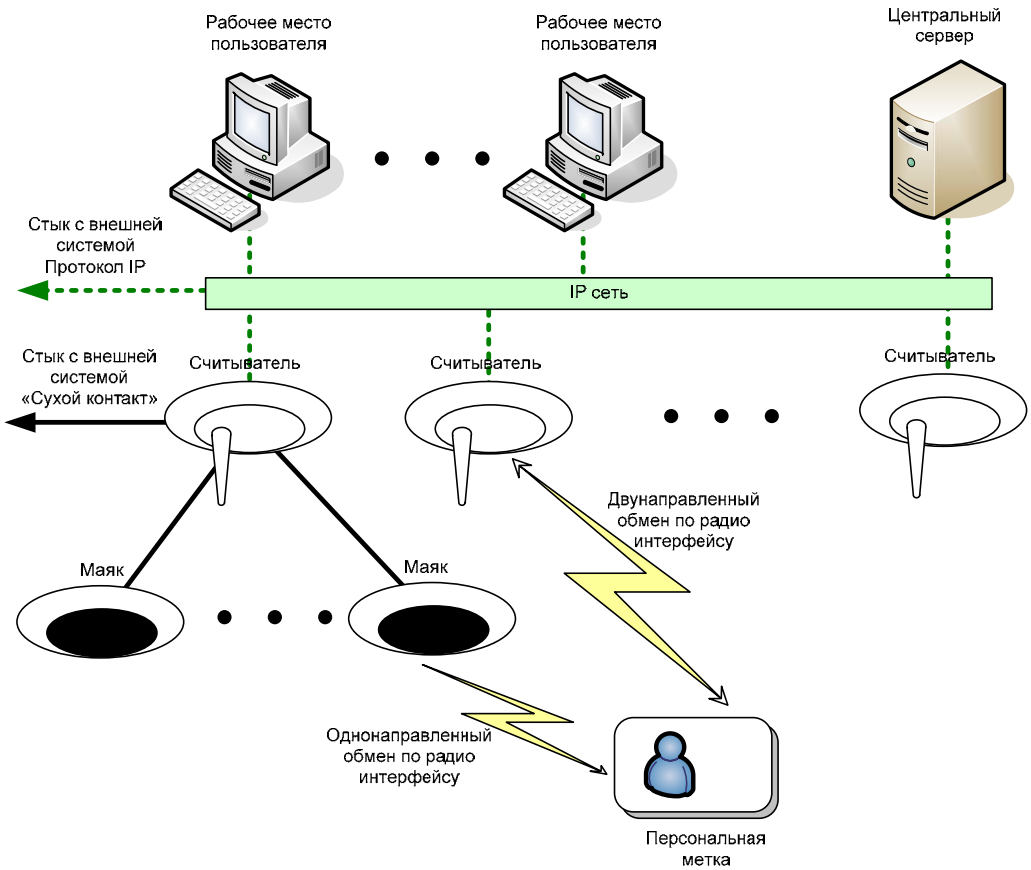


Рис. 1. Архитектура комплекса «СЕКТОР-М1»

Структура комплекса представляет собой электронные устройства, взаимоувязанные специализированным ПО посредством сети IP. К таким устройствам относятся: центральный сервер комплекса, рабочие места пользователей, рабочие места администраторов, ВЧ радиосчитыватели, НЧ излучатели.

Центральный сервер представляет собой промышленный ПК с инсталлированным специализированным ПО. В зависимости от требуемой производительности возможно разделение функций центрального сервера и реализация ПО СУБД. Например, организация выделенного сервера базы данных, выделенного сервера доступа (обслуживание запросов пользователей) и т.п. Конфигурация центрального сервера и его аппаратная платформа должна определяться на этапе проектирования.

Рабочее место пользователя представляет собой персональный компьютер (ПК) с установленным специализированным ПО. При организации центра наблюдения должна быть предусмотрена возможность комплектации профессиональной системой видеоотображения (видеостена) и видеокоммутации, позволяющей отображать требуемый объем графической информации одновременно. Аппаратная конфигурация ПК определяется проектом.

ВЧ радиосчитыватель выполнен в виде аппаратно-программного устройства, имеющего интерфейс для связи с центральным сервером по сети IP, радиоинтерфейс для обмена данными с персональными РЧ метками, интерфейс управления НЧ излучателями, а также 2 «сухих контакта» для управления внешними устройствами.

НЧ излучатель выполнен в виде аппаратно-программного устройства, излучающего низкочастотный радиосигнал, содержащий информацию о своем идентификаторе. Этот сигнал должен быть такой формы, чтобы персональная радиометка была способна принимать и обрабатывать этот сигнал.

Персональная РЧ метка представляет собой аппаратно-программное устройство персонального использования. Метка взаимодействует с маяками и считывателями по радиоинтерфейсу, имеет одну или две программируемыми кнопки, миниатюрные размеры и низкое энергопотребление. Сервисный интервал РЧ метки составляет не менее 8 месяцев.

Предусмотрена возможность стыковки комплекса с внешними системами двумя способами: аппаратным – подключение к разъему «сухой контакт» на считывателе и программным – организация интерфейса взаимодействия по сети IP.

Характеристики комплекса «Сектор-М1»

Комплекс «Сектор-М1» позволяет подключать до 200 объектов мониторинга, и обрабатывать нагрузку на каждом объекте до 256 устройств максимум.

Комплекс «Сектор-М1» обеспечивает одновременную работу до 200 РМ Пользователя.

Комплекс «Сектор-М1» обеспечивает сбор информации в реальном времени и предоставление результатов на рабочие места пользователей с максимальной задержкой не более 10 секунд.

Общие функциональные требования к комплексу «Сектор-М1»

Комплекс «Сектор-М1» выполняет следующие функции:

– контроль нахождения персонала в зонах (тоннели, платформы, производственные, офисные, технологические помещения и т.п.);
– контроль бдительности персонала;
– обеспечение идентификации «свой/чужой» при фиксации системами видеонаблюдения проникновения в контролируемые зоны (функция реализуется при задействовании специализированного интерфейса с системой видеонаблюдения);
– управление видеонаблюдением (активация отображения контролируемой зоны на мониторе при наступлении определенного события);
– идентификация и ограничение доступа в служебные помещения;
– построение маршрута перемещения сотрудника за задаваемый интервал времени;
– контроль времени нахождения в определённых зонах;
– подача сотрудником аварийного сигнала при возникновении нештатной ситуации;
– при установке РЧ метки на движимое имущество – определение его местонахождения;

Контроль персонала в зонах:

– зоны контроля организовываются установкой считывателей;
– зона действия одного считывателя от 15 до 50 метров в зависимости от геометрии помещения, а также от материалов изготовления перегородок и стен;
– контролируемая зона, имеющая сплошное покрытие считывателями называется зоной полного контроля;
– при нахождении метки в зоне действия определенного считывателя по умолчанию генерируется событие присутствия метки в зоне считывателя;
– для контроля присутствия в замкнутой зоне (например, тоннель, у которого есть 2 входа и 2 выхода) возможно формирование зоны установкой на входах считывателей и радиомаяков;

Комплекс «Сектор-М1» выполняет функции идентификация «свой/чужой» при работе совместно с системой видео контроля несанкционированного доступа, реализуемые исключительно в зонах полного контроля:

– идентификация «свой/чужой» должна осуществляться на основе информации от метки сотрудника, попадающей в зону действия маяков;
– комплекс формирует событие, на основе которого возможно блокировать работу систему видео контроля и не выдавать сигнал тревоги;
– должна быть предусмотрена возможность производить блокировку системы видеоконтроля локально, при наличии на видеокамере соответствующего входа «сухой контакт» или отправляя соответствующую команду, при наличии стыковки с комплексом;
– зона контроля видеокамеры является зоной полного контроля комплекса;
– установка маяков для сплошного радиопокрытия зоны контроля видеокамеры;

Комплекс «Сектор-М1» выполняет функции управления видеонаблюдением;

Комплекс «Сектор-М1» выполняет функцию идентификация и ограничения доступа в служебные помещения;

Комплекс «Сектор-М1» выполняет функцию контроля перемещения и действий персонала за заданный промежуток времени.

Комплекс «Сектор-М1» выполняет функции контроля времени присутствия в определенных зонах.

Выводы

Разработанный комплекс определения местоположения объектов имеет точность значительно превышающую значения достижимые при спутниковой навигации.

Комплекс является полностью автономным решением и может применяться в закрытых помещениях без возможности приема внешних радиосигналов.

Самодостаточность комплекса делает его незаменимым в условиях шахт, изолированных пространств, специальных структур, метро и др.

Литература

1. Грязев А.Н., Мельник С.В., Петров Д.А., Смирнов Н.И. New Generation Mobile Networks Synchronization. T-Comm, 2015. - № 2.

2. Мельник С.В., Смирнов Н.И. Использование распределенной схемы синхронизации в сетях мобильной связи 4G и 5G. Доклады Конференции Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях «СИНХРОИНФО 2014». Воронеж, 2014.

3. Мельник С.В., Смирнов Н.И., Севериненко А.М., Петрова Е.Н. Распределенная синхронизация в сетях мобильной связи 4G и 5G. T-Comm, 2014. - № 4.

4. Мельник С.В., Петрова Е.Н., Смирнов Н.И. Service timing for 4G and 5G mobile networks IEEE «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (PICS&T-2014) 14 - 17 October, 2014.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ДЕФОРМАЦИЙ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

EXPERIMENTAL RESEARCHES OF THE TRANSVERSE PRESSURES INFLUENCES ON OPTICAL FIBERS

Богачков И.В., *к.т.н., доцент. Member IEEE. Доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность», bogachkov@mail.ru,* **Майстренко В.А.,** *д.т.н., профессор. Seniour Member IEEE, Зав. кафедрой «Средства связи и информационная безопасность, mva@omgtu.ru, Омский государственный технический университет, г. Омск*

Bogachkov I.V., *bogachkov@mail.ru,* **Maystrenko V.A.,** *mva@omgtu.ru, Omsk State Technical University, Omsk*

Abstract

The results of experimental researches of the optical fibers characteristics with transverse pressures influences based on Brillouin backscattering spectrum analysis are given in this paper.

Одним из эффективных методов определения степени натяжения оптического волокна (ОВ) является метод бриллюэновской рефлектометрии [1], основанный на анализе спектра вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна (СБР) в ОВ. Для оценки влияния поперечных нагрузок на характеристики ОВ с целью уточнения моделей, рассмотренных в [1, 2], были проведены экспериментальные исследования с бриллюэновским рефлектометром (БОР) «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура». Измеряя распределение величины бриллюэновского сдвига частоты вдоль ОВ, можно понять картину распределения механических напряжений в нем.

В данном эксперименте световод составлен из ОВ нормализующей катушки (1) (длина 1,73 км), сваренного с другим ОВ (3) из ОК (длина 4 км). Место сварки обозначено стрелкой 2, максимум СБР – стрелкой 4. Оба ОВ являются одномодовыми. На расстоянии 2 м от места сварки на ОВ2 было сформировано место, на которое подвешивались гири от 20 г до 500 г. Катушки были расположены так, чтобы растягивающая сила действовала на ОВ2 только в поперечном направлении.

На рисунке 1 представлена 3D-рефлектограмма распределения СБР по длине световода без воздействия поперечной растягивающей силы.

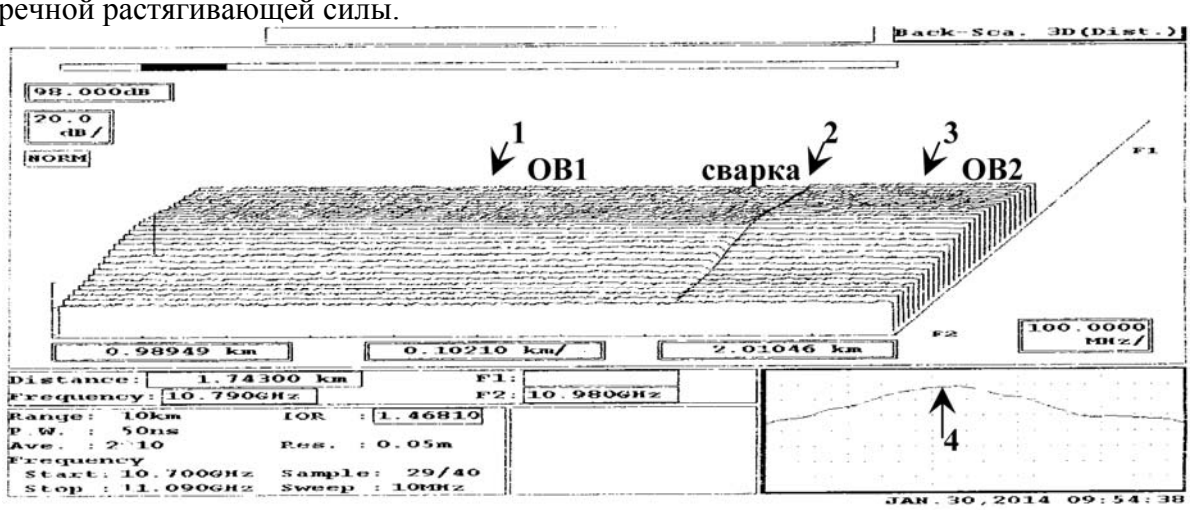


Рис. 1. Картина СБР в световоде без поперечной нагрузки

При появлении поперечной нагрузки при 0,2 Н началось наблюдаться изменение СБР в области воздействия, что показано на рисунке 2. При дальнейшем увеличении поперечной нагрузки уже при 0,5 Н (рисунок 3) наблюдается существенное изменение СБР, и рефлектограмма начинает напоминать обрыв ОВ. При дальнейшем увеличении нагрузки существенных изменений 3D-рефлектограмм СБР не наблюдалось.

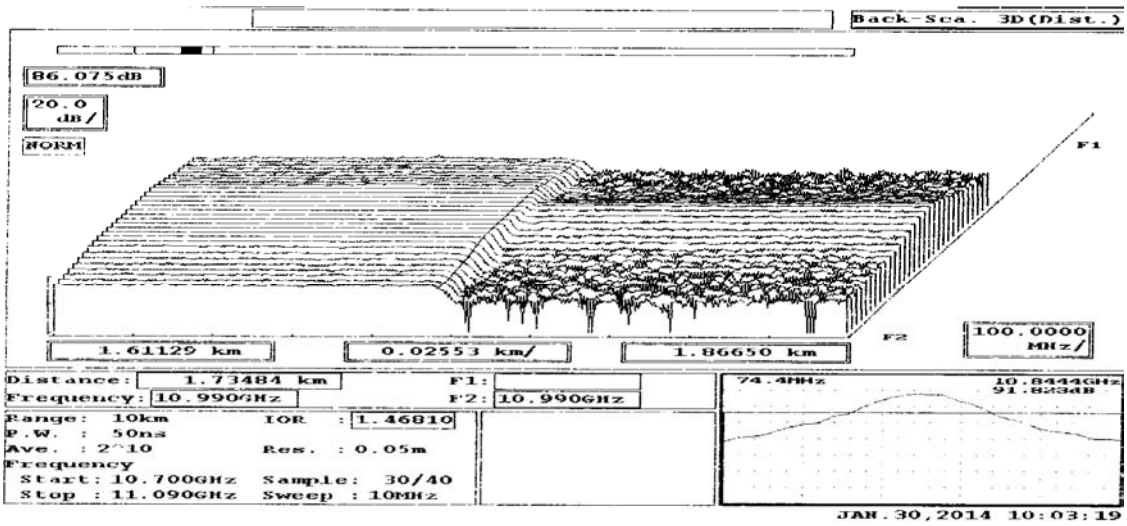


Рис. 2. Картина СБР в световоде при поперечной нагрузке 0,2 Н

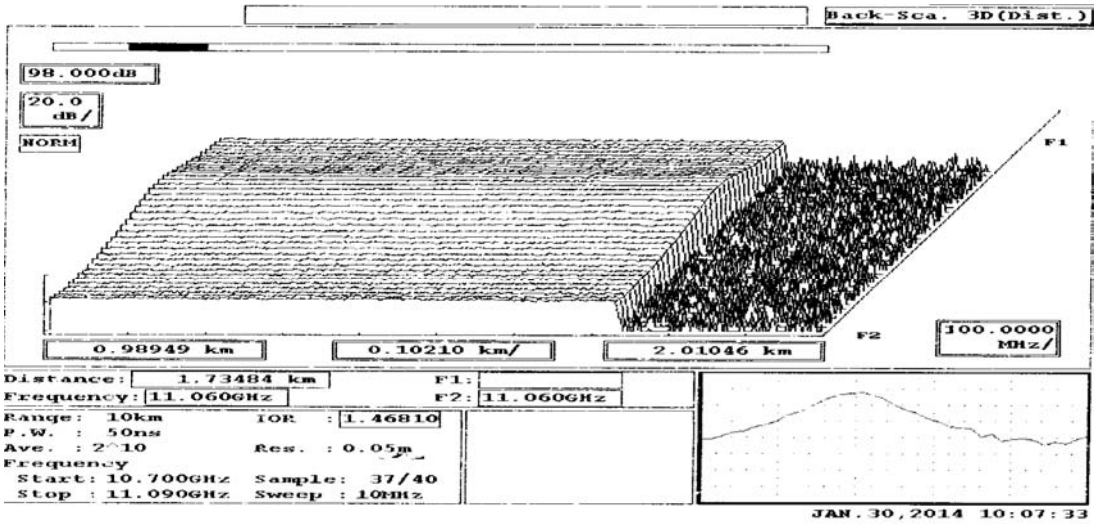


Рис. 3. Картина СБР в световоде при поперечной нагрузке 0,5 Н

Это явление можно объяснить падением уровня отраженного сигнала из-за того, что такие поперечные нагрузки приводят к появлению изгиба ОВ, в результате чего траектория распространения лучей изменяется.

При этом картины распределения натяжения в световоде позволяют зафиксировать проблемный участок (место воздействия), но не обнаруживают существенных изменений натяжения в этой области.

На рисунке 4 представлена картина распределения при поперечных нагрузках 1-3 Н (различия графиков в этом диапазоне отличаются несущественно).

Принципиальным отличием этой рефлектограммы от рефлектограмм при нагрузках менее 0,3 Н является появление «нулевого» участка графика после места изгиба с резкими выбросами как в положительную, так и в отрицательную стороны [3, 4].

Это различие связано с падением уровня отраженного сигнала до уровня шума, что приводит к некорректному анализу СБР. При этом натяжение перед самой точкой воздействия на ОВ остается практически тем же, что при малых нагрузках [3, 4].

Во втором эксперименте было проведено исследование поперечных раздавливающих усилий на характеристики ОВ и СБР, получаемый в БОР [3, 4].

Световод в этом эксперименте был сформирован аналогично первому эксперименту, но на виток второго ОВ (ОВ2), который был уложен на прочной негнущейся поверхности, устанавливались массивные грузы с известными массами от 2 до 21 кг.

При повышении раздавливающей нагрузки от 0 до 210 Н существенных изменений СБР не наблюдалось, и картина СБР мало отличалась от представленной на рис. 1.

Только при увеличения давления в 20 раз при поперечной сдавливающей нагрузке 210 Н (за счет изменения площади приложения груза к ОВ2) картина СБР существенно изменилась (рисунок 6) и стала

напоминать картину при обрыве ОВ и картину СБР на рисунке 3. Однако при снятии груза в этом экстремальном случае оказалось, что ОВ разрушилось («раскрошилось») в месте воздействия [3, 4].

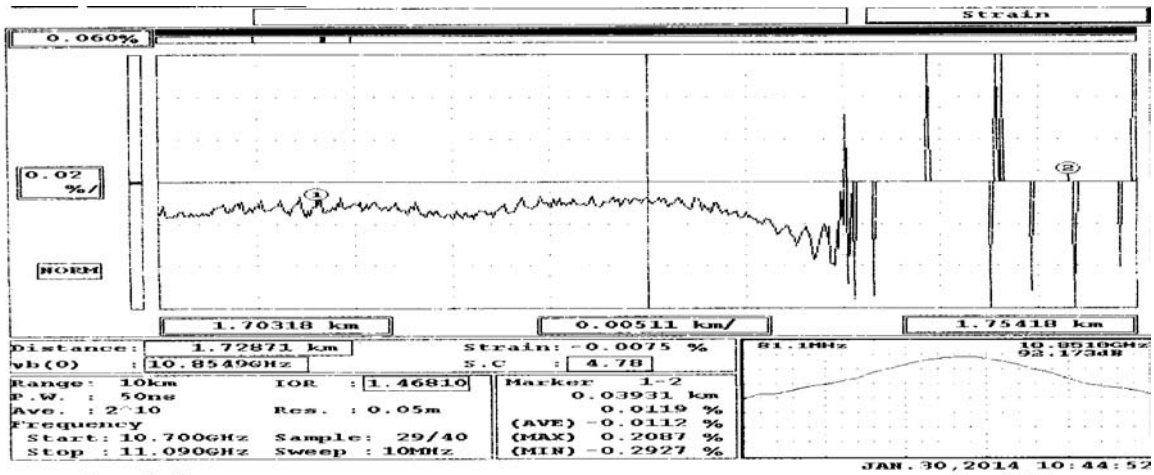


Рис. 4. Картина распределения натяжения при поперечных нагрузках 1 – 3 Н

Анализ результатов эксперимента показал, что СБР в ОВ практически не изменяется при поперечных раздавливающих усилиях вплоть до уровней, приводящих к разрушению ОВ.

В третьем эксперименте было исследовано влияние изгибов ОВ на СБР и характеристики натяжения ОВ.

На рис. 5 представлен СБР с изгибом и без изгиба в области обрыва ОВ.

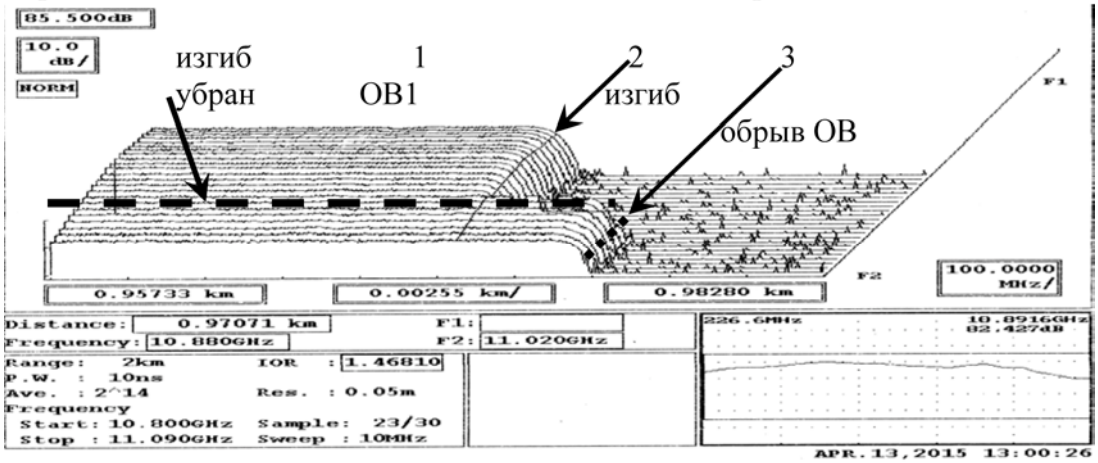


Рис. 5. СБР в месте изгиба ОВ

Из рефлектограммы видно, что БОР обнаруживает изгиб ОВ, но это происходит, в основном, из-за резкого изменения уровня отраженного сигнала, а не из-за существенного смещения максимума СБР.

Таким образом, в рассмотренных случаях БОР смог обнаружить проблемный участок, но не смог при обычной процедуре анализа оценить степень натяжения ОВ с высокой точностью [3, 4].

Литература

1. Богачков И.В., Горлов Н.И. Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконно-оптических линий передачи: монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. – 192 с.

2. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maistrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013 Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, Sept. 12-13, 2013.

3. Богачков И.В., Горлов Н.И. Экспериментальные исследования влияний поперечных воздействий на оптические волокна на спектр бриллюэновского рассеяния и характеристики натяжения // Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП, Т. 3. Новосибирск, 2014. – С. 124-130.

4. Bogachkov I.V., Gorlov N.I. Experimental Researches of the Transverse Pressures Influences on Optical Fibers, Brillouin Backscattering Spectrum and Strain Characteristics // IEEE 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings.– V. 1, pp. 228-233.

ОБНАРУЖЕНИЕ «ПРОБЛЕМНЫХ» УЧАСТКОВ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СПЕКТРА БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РАССЕЯНИЯ

DETECTION OF "PROBLEM" SECTIONS IN FIBER OPTICAL COMMUNICATION LINE BASED ON BRILLOUIN BACKSCATTERING SPECTRUM ANALYSIS

Богачков И.В., *к.т.н., доцент. Member IEEE. Доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность», bogachkov@mail.ru,* **Майстренко В.А.,** *д.т.н., профессор. Seniour Member IEEE, Зав. кафедрой «Средства связи и информационная безопасность, mva@omgtu.ru, Омский государственный технический университет, г. Омск*

Bogachkov I.V., *bogachkov@mail.ru,* **Maystrenko V.A.,** *mva@omgtu.ru, Omsk State Technical University, Omsk*

Abstract

The actual problem of duly revealing of mechanical stressed sections of fiber optical communication lines, in particular, optical fibers which are under influence of the raised mechanical pressure (strain) in optical cables is considered in this paper.

За последние десятилетия проявилась проблема преждевременного старения и деградации оптических волокон (ОВ), которые находятся под воздействием повышенных механических напряжений. Эти механические напряжения в ОВ появляются из-за деформации грунта, просадки фундаментов инженерных сооружений, обледенении подвесных конструкций и т.д. [1-5]. Данная проблема привела к необходимости осуществления постоянного мониторинга и ранней диагностики для выявления проблемных участков ОВ, в частности, отрезков ОВ, находящихся под повышенным механическим напряжением (натяжением). Долговечность ОВ зависит от степени его натяжения.

Механические воздействия, приложенные к ОВ изменяют его характеристики. Например, растягивающая сила, приложенная к ОВ, изменяет модуль Юнга, который в свою очередь влияет на изменение скорости акустической волны. Обычные оптические импульсные рефлектометры не в состоянии определить опасное натяжение ОВ. Одним из эффективных методов определения степени натяжения ОВ является метод бриллюэновской рефлектометрии [1, 2], основанный на анализе спектра (СБР) вынужденного рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (БР) в ОВ.

Зондируя ОВ короткими импульсами и сканируя несущую частоту этих импульсов, можно найти распределение вдоль ОВ СБР и, соответственно, частоты максимального сигнала в этом спектре. Измерив распределение величины бриллюэновского сдвига частоты вдоль ОВ, можно понять картину распределения механических напряжений в нем, обнаружить местоположение распределенных нерегулярностей в ОВ и определить их характеристики [1-5].

Основным выражением, связывающим частоту бриллюэновского частотного f_B сдвига и степень натяжения ОВ, является формула [1-3]:

$$f_{\mathrm{B}} = \frac{2nv_{\mathrm{a}}}{\lambda}, \qquad v_{\mathrm{a}} = \sqrt{\frac{E_{\varepsilon}}{\rho}},$$

где n – коэффициент преломления, λ – длина волны падающего света, v_{a} – скорость акустической волны E_{ε} – модуль Юнга; ρ – плотность кварцевого стекла.

Величина бриллюэновского сдвига частоты, в свою очередь, входит в выражение для бриллюэновского коэффициента (БКУ) усиления [1-3]:

$$g_{\text{B}} = \frac{\hat{g}_{\text{B}}}{1 + \left(2\,\dfrac{\Delta f - f_{\text{B}}}{\Delta f_{\text{B}}}\right)^2},$$

где $\hat{g}_{\text{B}}$ – максимальный БКУ при $\Delta f = f_{\text{B}}$; Δf – разность между частотой вводимого в ОВ света и частотой наблюдения; Δf_{B} – ширина полосы бриллюэновского усиления.

Ранее БР применяли только для параметрического усиления, но в XXI веке начались исследования в области применения БР в обнаружении распределенных нерегулярностей в ВОЛС и оценки их характеристик.

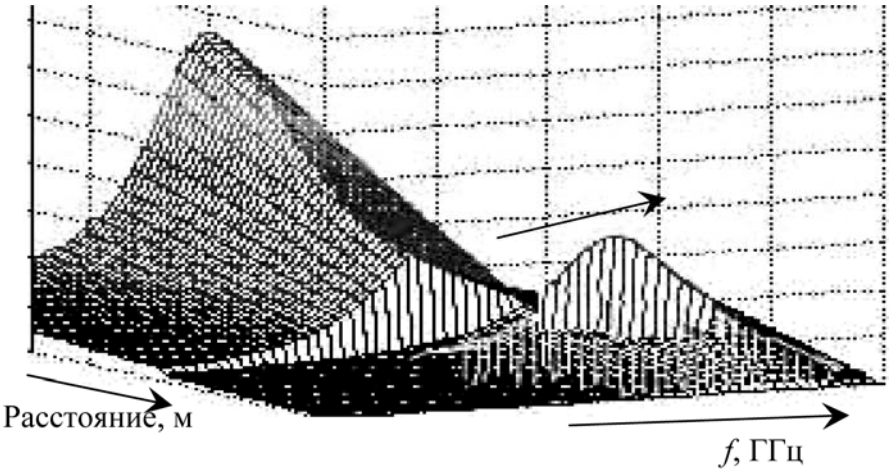


Рисунок 1

Основное выражение для расчёта спектра спонтанного бриллюэовского рассеяния, связывающее спектр зондирующего импульса $S_P(f)$, форму спектра бриллюэновского рассеяния $S_B(f)$ и спектр источника излучения $S_L(f)$ (символ $\otimes$ обозначает операцию свёртки) [1, 3]:

$$S(f) = S_P(f) \otimes S_B(f) \otimes S_L(f)$$

На рисунке 1 показан вид СБР, полученный в результате моделирования ОВ, находящегося под действием продольной растягивающей силы.

На рисунке 2 показана зависимость смещения максимума СБР от величины растягивающей нагрузки.

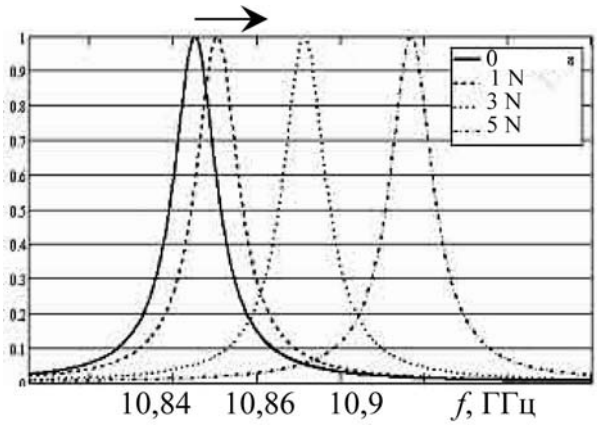


Рисунок 2

Связь смещения максимума СБР Δf_{B} и интенсивности антистоксовой волны ΔI_{Bm} с изменениями модуля Юнга (натяжения) ΔE_{ε} и температуры ΔT может быть представлена в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_{\text{B}} \\ \Delta I_{\text{Bm}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_f^{\varepsilon} & C_f^{T} \\ C_I^{\varepsilon} & C_I^{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{\varepsilon} \\ \Delta T \end{bmatrix},$$

где C_f^{ε}, C_f^{T}, C_I^{ε} и C_I^{T} – коэффициенты связи для соответствующих параметров.

После получения картины распределения СБР определяются Δf_{B} и ΔI_{Bm}, после чего для определения ΔE_{ε} и ΔT необходимо произвести обращение матрицы [6].

$$\begin{bmatrix} \Delta E_{\varepsilon} \\ \Delta T \end{bmatrix} = \frac{1}{\left| C_f^{\varepsilon} C_I^T - C_I^{\varepsilon} C_f^T \right|} \begin{bmatrix} C_I^{\varepsilon} & -C_f^T \\ -C_I^T & C_f^{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_{\mathrm{B}} \\ \Delta I_{\mathrm{Bm}} \end{bmatrix}.$$

Для подробного исследования рассмотренных явлений и отработки методик тестирования необходимо построить математические модели распространения оптических волн в ОВ, имеющем механически напряжённые участки, с учетом нелинейных эффектов. Сложность решения систем уравнений в условиях ОВ требует применения численных методов.

Полученные результаты позволили сделать предположение о возможности оценивать степень натяжения ОВ на одной частоте – достаточно использовать известные зависимости мощности СБР на этой частоте от растягивающей нагрузки. Для получения более точных результатов необходимо измерить параметры спектров рассеяния для образцов конкретной марки ОВ.

Построенная модель позволяет производить моделирование СБР в ОВ и получать образцы рефлектограмм, вычисленные на основе анализа нелинейных процессов в ОВ,

Однако для построения более общей модели необходимо принимать во внимание и другие нелинейные эффекты [3 – 5].

Литература

1. Богачков И.В., Горлов Н.И.Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконно-оптических линий передачи: монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. – 192 с.

2. Богачков И.В., Овчинников С.В., Горлов Н.И., Ситнов Н.Ю. Применение численных методов анализа бриллюэновского рассеяния для оценки распределенных нерегулярностей в волоконно-оптических линиях связи // Телекоммуникации №2, 2014. – М.: Наука и технологии, 2014 – С. 16-20.

3. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maistrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013 Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, Sept. 12-13, 2013.

4. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Gorlov N.I. Brillouin scattering modeling for estimation of distributed irregularities in optical fiber // Papers of 10th international conference IEEE APEIE, v. 1. Novosibirsk 2010. – pp. 30-31.

5. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Gorlov N.I. Accuracy Enhancement of Distributed Irregularities Estimation in Optical Fiber // IEEE 2012 11th International Conference on APEIE Proceedings. – v. 1, pp. 60-62.

6. Belal M., Newson T. P. Experimental Examination of the Variation of the Spontaneous Brillouin Power and Frequency Coefficients Under the Combined Influence of Temperature and Strain // Journal of Lightwave Technology, 2012, vol. 30, no. 8, pp. 1250-1255.

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА СПЕКТР БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РАССЕЯНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

RESEARCHES OF THE TEMPERATURE INFLUENCE ON THE BRILLOUIN SCATTERING SPECTRUM AND CHARACTERISTICS OF OPTICAL FIBERS

Богачков И.В., bogachkov@mail.ru, *Омский государственный технический университет, г. Омск*

Bogachkov I.V., bogachkov@mail.ru, *Omsk State Technical University, Omsk*

Abstract

The results of experimental researches of the temperature influence on the strain characteristics (mechanical stresses) of optical fibers based on Brillouin backscattering spectrum analysis are given in this paper.

Аннотация

В работе приведены результаты экспериментальных исследований влияния температуры на характеристики натяжения (механические напряжения) оптических волокон на основе анализа спектра бриллюэновского рассеяния.

Важной задачей мониторинга и ранней диагностики волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) является получение достоверной информации о физическом состоянии оптического волокна (ОВ) в оптическом кабеле (ОК).

Механические воздействия, приложенные к ОВ изменяют его характеристики. Например, растягивающая сила, приложенная к ОВ, изменяет модуль Юнга, который в свою очередь влияет на изменение скорости гиперакустической волны [1-4].

Натяжение ОВ появляется не только из-за растягивающих нагрузок, но и при изменении температуры ОВ [1-5]. Кроме того, изменение температуры некоторого участка ОВ явно указывает на появление проблем на трассе прокладки ВОЛС.

Известно [1], что спектральные компоненты, обусловленные бриллюэновским рассеянием света, обладают тем важным для практических применений свойством, что их частота смещена на величину, пропорциональную натяжению волокна.

Анализ распределения спектра бриллюэновского рассеяния (СБР) в ОВ позволяет определить местоположение распределенных нерегулярностей в ОВ и оценить их характеристики. Для обнаружения напряженных участков ВОЛС (натяжения ОВ) применяются бриллюэновские оптические рефлектометры (БОР).

Основным выражением, связывающим частоту бриллюэновского частотног f_B сдвига и степень натяжения ОВ, является формула [1-5]:

$$f_B = \frac{2nv_a}{\lambda}, \qquad v_a = \sqrt{\frac{E_\varepsilon}{\rho}},$$

где n – коэффициент преломления, λ – длина волны падающего света, v_a – скорость акустической волны E_ε – модуль Юнга; ρ – плотность кварцевого стекла.

С целью уточнения моделей, рассмотренных в [1, 2], и проверки результатов имитационного моделирования были проведены экспериментальные исследования с БОР «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура».

При экспериментальных исследованиях две катушки ОВ были соединены сваркой, а участок 4 м в области сварного соединения (по 2 метра каждого ОВ) помещался в камеру нагрева. Для экспериментальных исследований световод был составлен из ОВ нормализующей катушки (1) (длина 1,72 км), сваренного с ОВ (3) (длина 3 км).

Место сварки и профиль СБР в нем обозначены стрелкой «2», а максимум СБР – стрелкой «4». Оба ОВ являются одномодовыми.

На рисунке 1 представлена 3D-рефлектограмма, на которой показано распределение СБР по длине световода для участка стыка ОВ1 и ОВ2, нагретого до температуры 150°С, при этом стрелками «1» и «3» отмечен СБР ненагретых ОВ (комнатная температура 25°С).

При нагреве участка в области сварного соединения наблюдалось изменение СБР и изменение натяжения ОВ. При изменении температуры наблюдалось смещение максимума СБР от 10,82 ГГц (–20°С) до 11,08 ГГц (240°С), что соответствует изменению натяжения ОВ в нагреваемой области. При комнатной температуре 25 °С максимум СБР наблюдался на частоте 10,85 ГГц. Ширина СБР изменялась от 70 … 100 МГц при комнатной температуре до 90 … 220 МГц при высоких температурах.

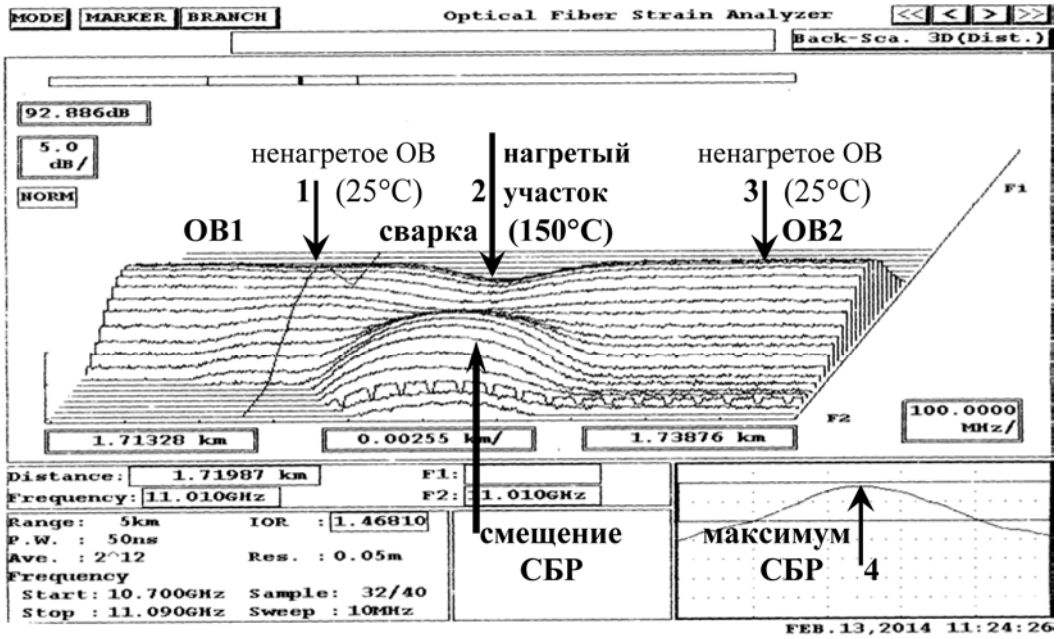


Рис. 1. Картина СБР в световоде при температуре нагрева 150°С

На рисунках 2 и 3 приведены зависимости по длине световода натяжения (Strain), СБР, ширины СБР (B.S.W) и потерь (Loss) в области места нагрева.

Из графиков видны изменения рефлектограмм.

Анализ результатов показывает, что при изменении температуры натяжение изменилось. При 120°С изменение натяжения составило 0,14% (1% = 10^4 με) и приблизилось к опасному участку. При увеличении температуры до 150°С натяжение превысило критический уровень в 0,2 % (2000 με), а при 240°С – уровень в 0,44%. Аналогичные исследования при охлаждении ОВ от комнатной температуры 25°С до –20°С привели к сжатию ОВ (отрицательному натяжению) на 0,05% [3, 4].

После возвращения температуры к 25°С характеристики ОВ в обоих случаях восстановились в исходное состояние.

Таким образом, БОИР успешно обнаружил проблемный участок и позволил обнаружить изменение модуля Юнга и температуры в ОВ.

На рисунке 4 представлен график температурной зависимости максимума СБР в области места нагрева ОВ, полученный на основе анализа данных эксперимента.

График температурной зависимости максимума СБР в области места нагрева ОВ приведен в [3, 4].

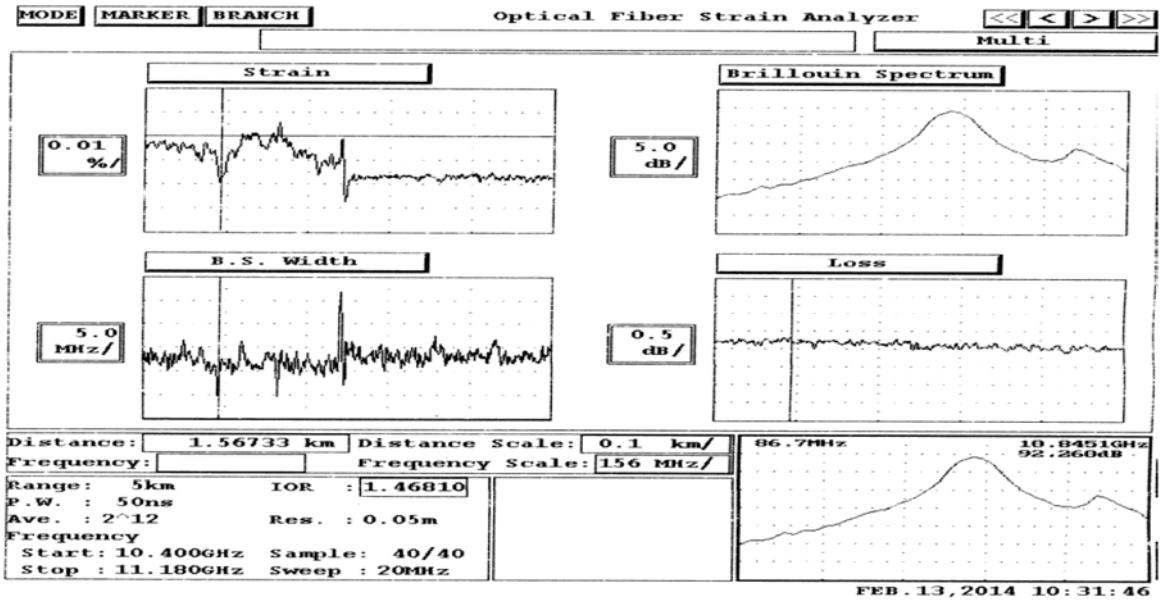


Рис. 2. Мульти-рефлектограмма световода при 25°С

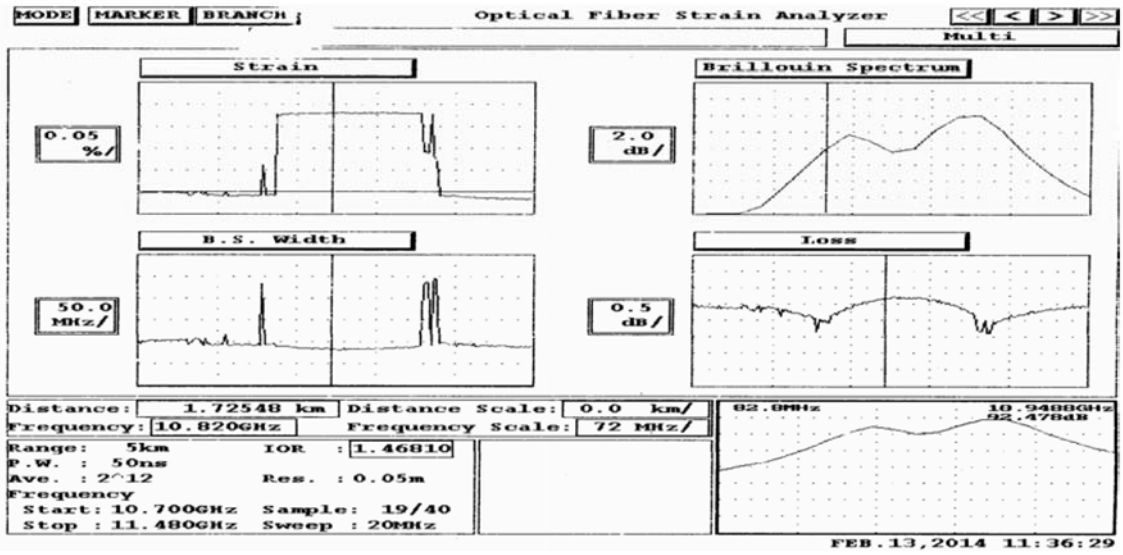


Рис. 3. Мульти-рефлектограмма световода при 150°С

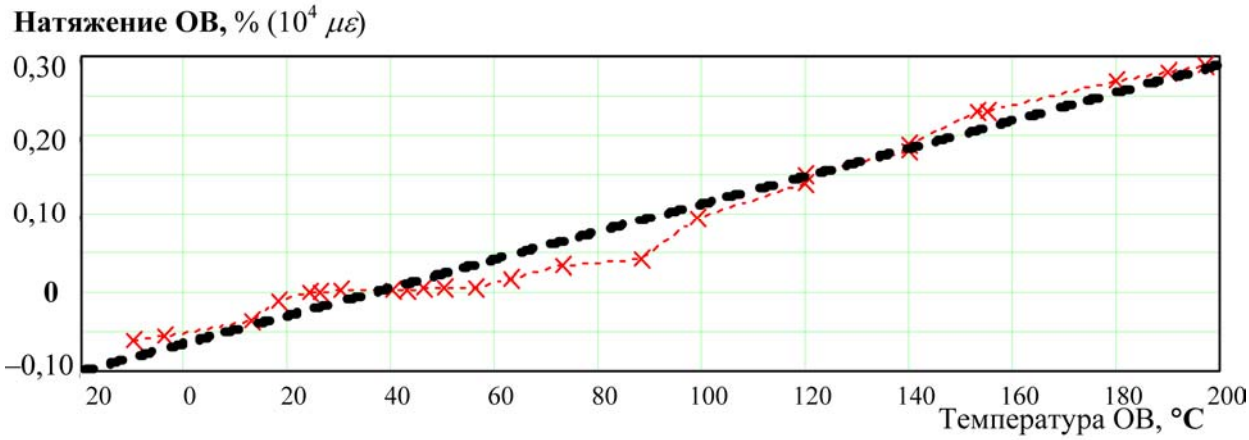


Рис. 4. График температурной зависимости натяжения ОВ в области места нагрева, полученной в эксперименте

На рис. 5 представлены зависимости максимума СБР в зависимости от натяжения (модуля Юнга) при различных температурах ОВ [5], полученные другими способами.
Результаты нашего эксперимента отмечены штриховой линией.

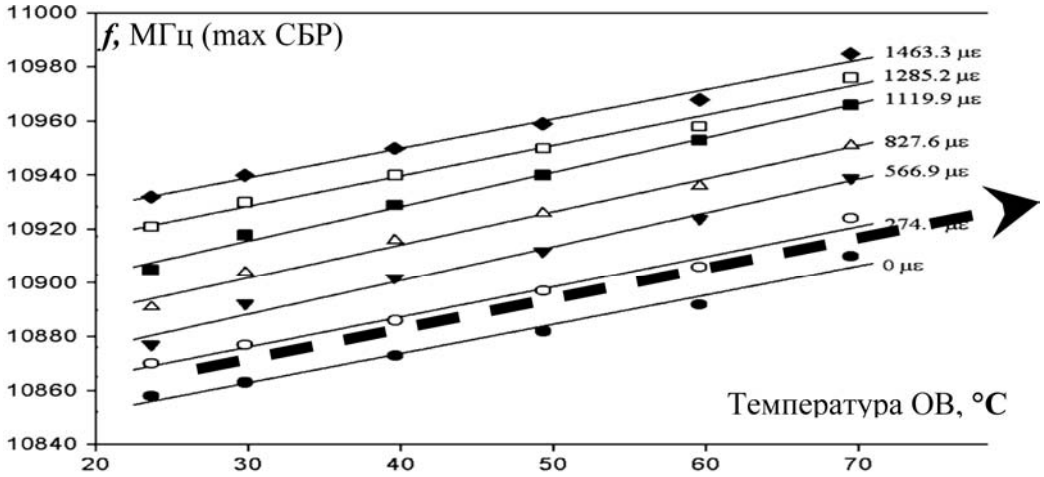


Рис. 5. График изменения максимума СБР в зависимости от температуры при различных натяжениях ОВ

Очевидно, что графики имеют хорошее совпадение.

Полученные результаты подтвердили возможность оценки изменения температуры ОВ (степени натяжения ОВ) на основании анализа СБР.

Данный эффект можно использовать для построения распределенных датчиков температуры на основе ОВ с эластичной защитной оболочкой.

Литература

1. Богачков И.В., Овчинников С.В., Горлов Н.И., Ситнов Н.Ю. Применение численных методов анализа бриллюэновского рассеяния для оценки распределенных нерегулярностей в волоконно-оптических линиях связи // Телекоммуникации №2, 2014. – М.: Наука и технологии, 2014. – С. 16-20.
2. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maistrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013. Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University.
3. Bogachkov I.V., Gorlov N.I. Experimental Researches of the Temperature Influence on Brillouin Backscattering Spectrum and Strain Characteristics of Optical Fibers // IEEE 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings.– V. 1, P. 190-194.
4. Богачков И.В., Горлов Н.И. Экспериментальные исследования влияния температуры на спектр бриллюэновского рассеяния и механические характеристики оптических волокон // Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП, Т. 3. Новосибирск, 2014.– С. 74-79.
5. Belal M., Newson T.P. Experimental Examination of the Variation of the Spontaneous Brillouin Power and Frequency Coefficients Under the Combined Influence of Temperature and Strain // Journal of Lightwave Technology, 2012, vol. 30, no. 8, pp. 1250-1255.

ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА СПЕКТРА БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РАССЕЯНИЯ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ СО СМЕЩЁННОЙ ДИСПЕРСИЕЙ

PROBLEMS OF ANALYSIS OF THE BRILLOUIN SCATTERING SPECTRUM IN DISPERSION-SHIFTED OPTICAL FIBERS

Богачков И.В., bogachkov@mail.ru, *Омский государственный технический университет, г. Омск*

Bogachkov I.V., bogachkov@mail.ru, *Omsk State Technical University, Omsk*

Abstract

The results of examination of the strain characteristics (mechanical stresses) of dispersion-shifted single mode optical fibers (DSF) based on Brillouin backscattering spectrum analysis are given in this paper.

Аннотация

Приводятся результаты исследований характеристик натяжения (механических напряжений) в оптических волокнах со смещённой дисперсией на основе анализа спектра бриллюэновского рассеяния.

Оптические волокна (ОВ) со смещённой дисперсией (DSF – dispersion-shifted single mode fiber) нашли распространение в протяженных волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС). В этих ОВ частотная характеристика дисперсии смещена так, что минимальная («нулевая») дисперсия попадает в «окно» $\lambda = 1550$ нм. Эти ОВ имеют хорошие характеристики как по удельному затуханию, так и по пропускной способности.

Однако известно, что применение этих ОВ в оптоволоконных системах со спектральным уплотнением (WDM – Wavelength Division Multiplexing) натолкнулось на трудности, связанные с появлением нелинейных эффектов, таких как четырехволновое смешение (смешивание) [3, 4].

Это привело к появлению ОВ с ненулевой смещенной дисперсией (NZDSF), оптимизированных именно для протяженных WDM-систем.

Для оценки надежности ВОЛС необходимо иметь достоверную информации о натяжении ОВ в оптическом кабеле (ОК). Одним из эффективных методов определения степени натяжения ОВ является метод бриллюэновской рефлектометрии, в основанный на анализе спектра вынужденного рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (СБР) в ОВ.

Зондируя ОВ короткими импульсами и сканируя несущую частоту этих импульсов, можно найти распределение вдоль ОВ СБР. Для решения этой задачи применяются бриллюэновские рефлектометры (БОР), которые измеряют оптические свойства ОВ и на их основе позволяют прогнозировать обрыв ОВ [1-4].

Поскольку при работе БОР уровни мощности сигнала, вводимого в ОВ, значительны и приводят к нелинейным эффектам, представляет интерес анализ СБР и определение механически напряженных участков ОВ со смещенной дисперсией.

С целью уточнения моделей, рассмотренных в [1, 2], и проверки результатов имитационного моделирования были проведены экспериментальные исследования с БОР «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура».

В рассматриваемом эксперименте изучалось СБР в ОВ со смещённой дисперсией (DSF), оценивались его характеристик натяжения, был проведён анализ взаимного влияния ОВ с различными законами изменения дисперсии.

Световод был составлен из ОВ 1 нормализующей катушки, сваренного с ОВ 2 ***со смещённой дисперсией*** (DSF). Оба ОВ являются одномодовыми.

Место сварки хорошо заметно по резкому изменению распределения СБР.

На рисунке 1 представлена трехмерная (3D-) рефлектограмма, на которой видно распределение СБР по длине световода.

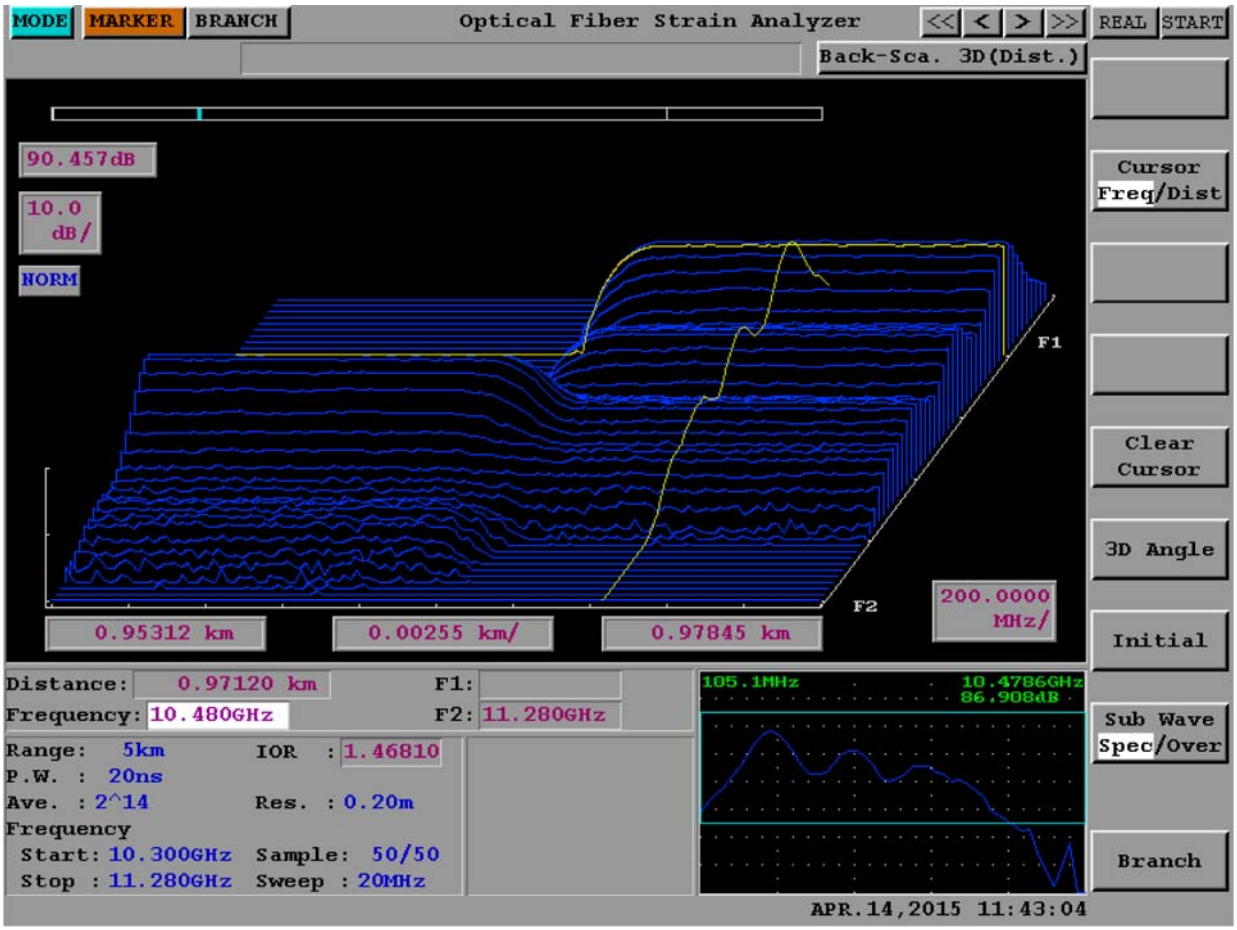


Рис. 1. 3D-рефлектограмма распределения СБР в области стыка ОВ

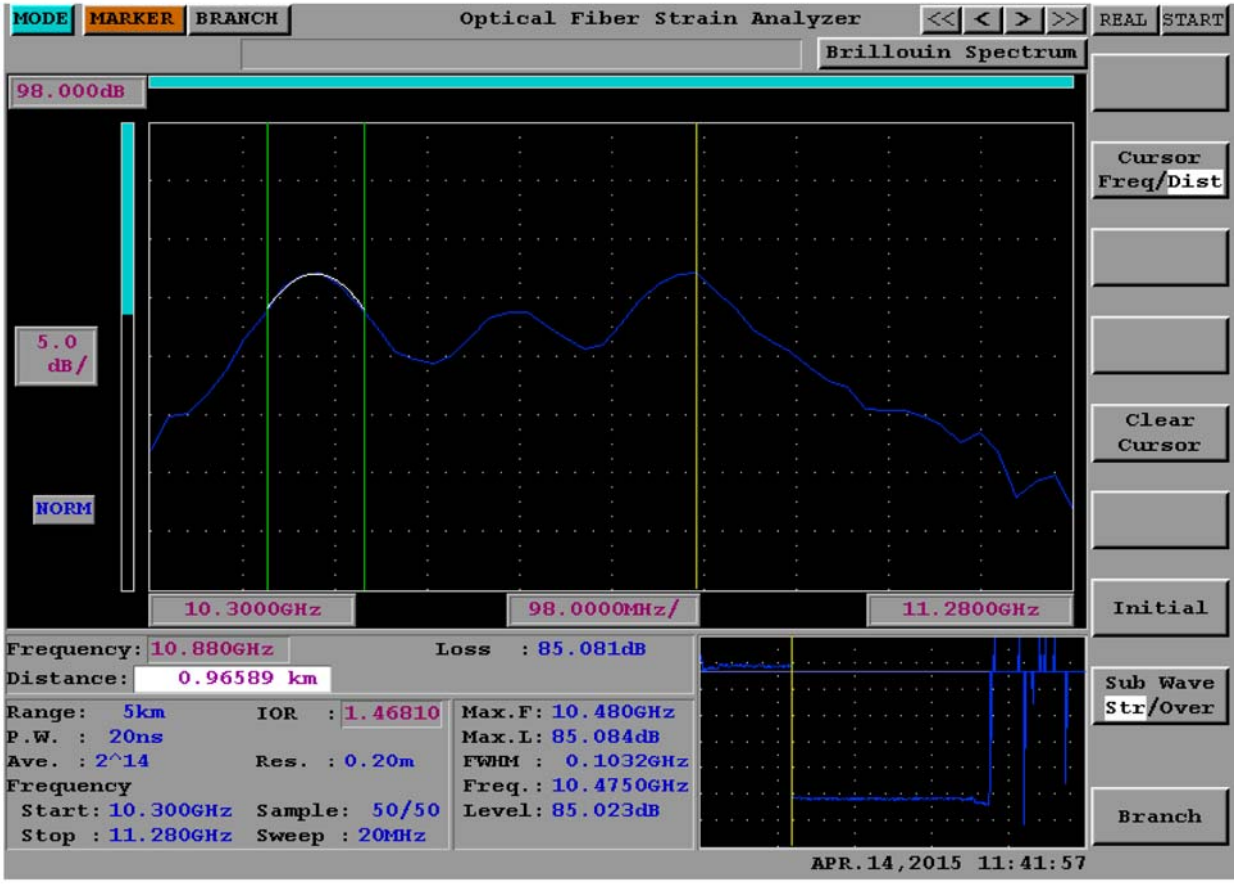


Рис. 2. Распределения СБР в DSF в области стыка ОВ

На рисунке 2 показана картина СБР в области места сварки.

Из рис. 1 и 2 видно, что картина СБР у ОВ 2 (DSF) вместо обычного ярко выраженного «горба» на характеристике, имеет 3 «горба», разделенных двумя провалами. При этом отраженная от ОВ 2 волна со смещённым спектром проникла в ОВ 1 и привела к искажению спектра на небольшом участке ОВ 1, прилегающем к месту сварки.

Обычно для анализа СБР и определения натяжения в ОВ анализируют первый «горб» [5], хотя в DSF явно наблюдается перераспределение спектра, аналогичное явлению четырехволнового смешения.

На рисунке 3 показана соответствующая полученным картинам СБР в DSF в области стыка ОВ зависимость (мульти-рефлектограмма) натяжения (Strain), СБР, ширины СБР (B.S.W) и потерь (Loss).

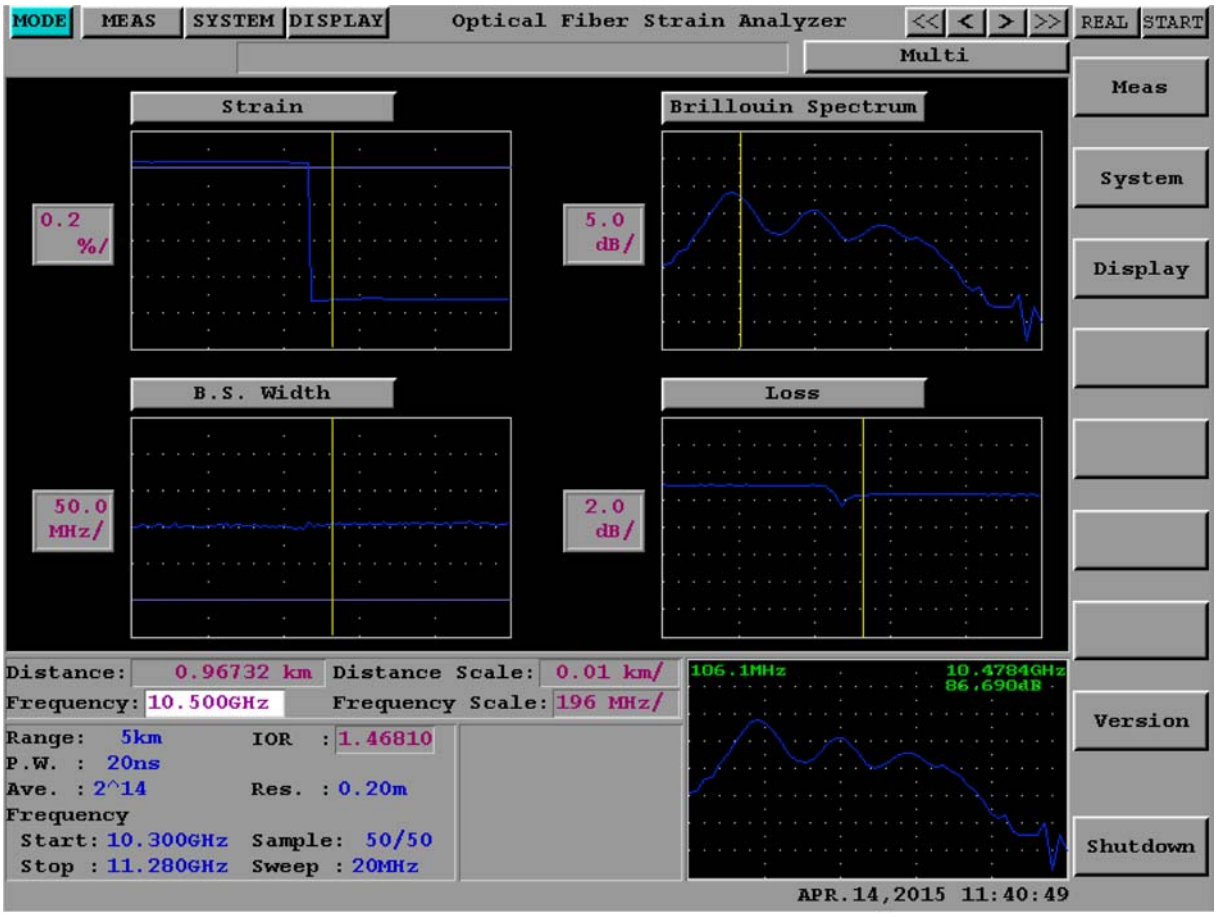


Рис. 3. Мульти-рефлектограмма DSF в области стыка ОВ

Из графиков следует, что полученные оценки СБР и всех соответствующих характеристик различаются. Взаимное проникновение СБР волокон друг в друга в месте сварки привело к существенным искажениям результатов.

ОВ2 (ОВ-DSF) по данным измерений оказалось «сжатым» (отрицательное натяжение) до 0,75%, хотя каких либо предпосылок для этого (например, охлаждения до температур, порядка – 50 °С) не было.

Анализ результатов эксперимента показал, что в ОВ со смещённой дисперсией СБР имеет явные отличия от обычных одномодовых ОВ, и обычный алгоритм определения характеристик натяжения («проблемных» участков) [5] в этом случае дает недостоверные результаты.

Необходимо производить коррекцию алгоритма вычисления натяжения ОВ с учетом перераспределения спектральных составляющих, получаемых БОР, аналогично явлению четырехволнового смешения.

При соединении ОВ-DSF с другими типами ОВ следует учитывать, что СБР волокон проникает друг в друга, что вызывает существенные искажения результатов измерений и вычислений, поэтому измерения характеристик ОВ необходимо проводить как можно дальше от места соединения.

Литература

1. Богачков И.В., Горлов Н.И. Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконно-оптических линий передачи: монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. – 192 с.

2. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maistrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013. Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University.

3. Bogachkov I.V., Gorlov N.I. Experimental Examination of the Brillouin Backscattering Spectrum in Dispersion-Shifted Optical Fibers // IEEE 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings.– V.1, P. 195-200.

4. Богачков И.В., Горлов Н.И. Экспериментальные исследования бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах со смещённой дисперсией // Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП, Т. 3. Новосибирск, 2014.– С. 80-85.

5. AQ 8603. Optical fiber strain analyzer. Instruction manual AS-62577. – Japan, Ando Electric Co Ltd, 2001. – 190 p.

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ПРОДОЛЬНОЙ РАСТЯГИВАЮЩЕЙ СИЛЫ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ НА СПЕКТР БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РАССЕЯНИЯ

EXAMINATIONS OF INFLUENCE OF THE LONGITUDINAL STRETCHING FORCE IN OPTICAL FIBERS ON THE BRILLOUIN BACKSCATTERING SPECTRUM

Богачков И.В., bogachkov@mail.ru, *Омский государственный технический университет, г. Омск*

Bogachkov I.V., bogachkov@mail.ru, *Omsk State Technical University, Omsk*

Abstract

The results of experimental examination of the strain characteristics (mechanical stresses) of optical fibers based on Brillouin backscattering spectrum analysis are given in this paper.

Аннотация

Приводятся результаты экспериментальных исследований характеристик натяжения (механических напряжений) в оптических волокнах на основе анализа спектра бриллюэновского рассеяния.

Для оценки надежности волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) необходимо иметь достоверную информации о натяжении оптического волокна (ОВ) в оптическом кабеле (ОК). Одним из эффективных методов определения степени натяжения ОВ является метод бриллюэновской рефлектометрии, в основанный на анализе спектра вынужденного рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (СБР) в ОВ.

Растягивающая сила, приложенная к ОВ, изменяет его параметры: коэффициент преломления и модуль Юнга, который в свою очередь влияет на изменение скорости акустической волны [1-5]. Обусловленные бриллюэновским рассеянием света спектральные компоненты обладают тем важным для практических применений свойством, что их частота смещена на величину, пропорциональную натяжению волокна.

Анализируя картину распределения СБР в ОВ, можно обнаружить местоположение распределенных нерегулярностей в ОВ и определить их характеристики. Для обнаружения механически напряженных участков ВОЛС (натяжения ОВ) применяются бриллюэновские оптические рефлектометры (БОР).

С целью уточнения моделей, рассмотренных в [1, 2], и проверки результатов имитационного моделирования были проведены экспериментальные исследования с БОР «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура».

В данном эксперименте световод составлен из ОВ нормализующей катушки (1), сваренного с другим ОВ (3). Оба ОВ являются одномодовыми. На расстоянии 2 м от места сварки на ОВ1 было сформировано место (2), на которое подвешивались гири от 20 г до 500 г. Катушки были расположены так, чтобы растягивающая сила действовала на ОВ1 только в продольном направлении.

На рис. 1 представлена картина СБР в световоде (3D-рефлектограмма – функция распределения амплитуды отраженного сигнала по длине световода и бриллюэновского сдвига частоты) при воздействии растягивающей силы в 1,5 Н (гиря в 150 г).

Место сварки обозначено стрелкой 2, максимум СБР – стрелкой 4.

Из рис. 1 видно, что наблюдаются изменения СБР на «проблемном» участке.

На рисунке 2 показана картина СБР при воздействии растягивающей силы в 3 Н (гиря в 300 г). Как видно из рис. 2, изменения СБР в месте растяжения проявляются сильнее. Следует отметить, что при нагрузке в 300 г наблюдается падение уровня отраженного сигнала за растягиваемым местом, что связано с появлением продольных нагрузок в месте крепления гирь из-за асимметрии воздействия в месте крепления.

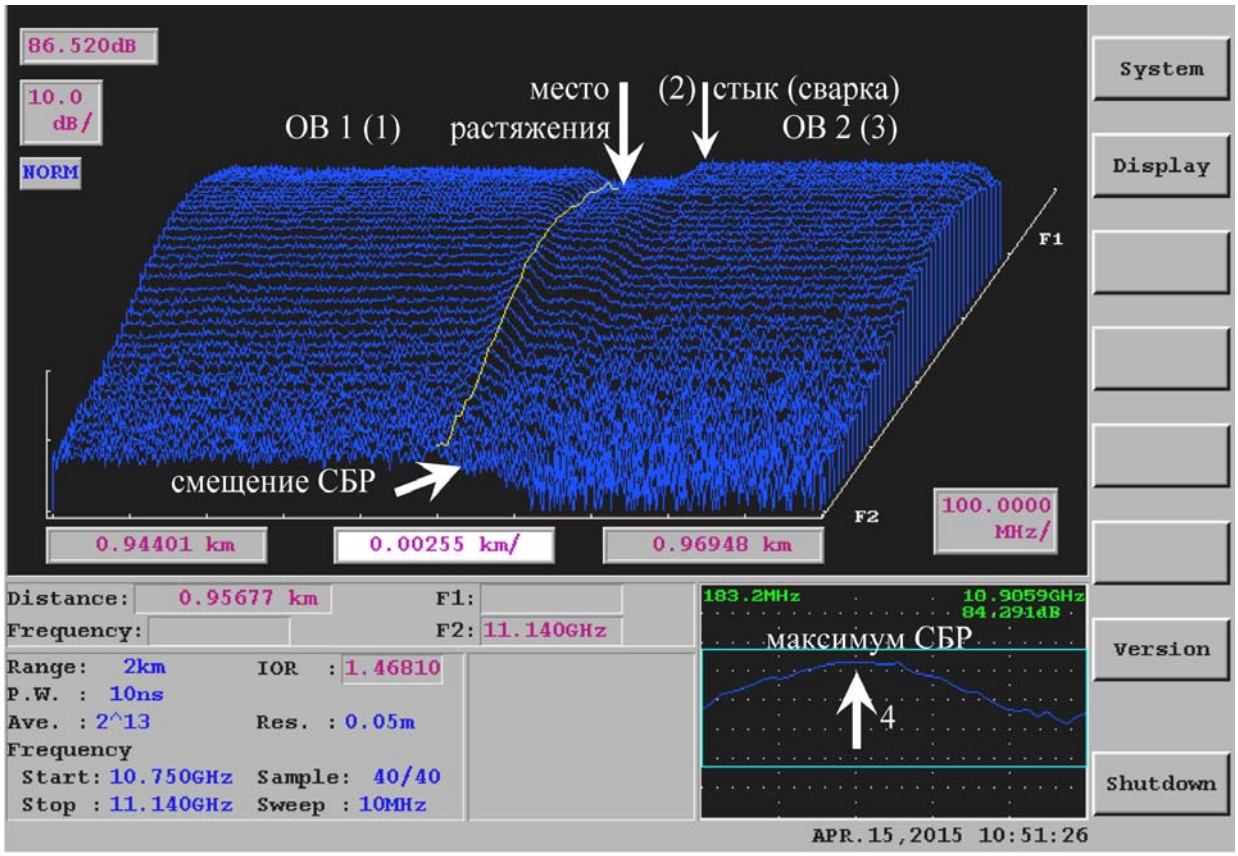


Рис. 1. 3D-рефлектограмма СБР при воздействии растягивающей силы 1,5 Н

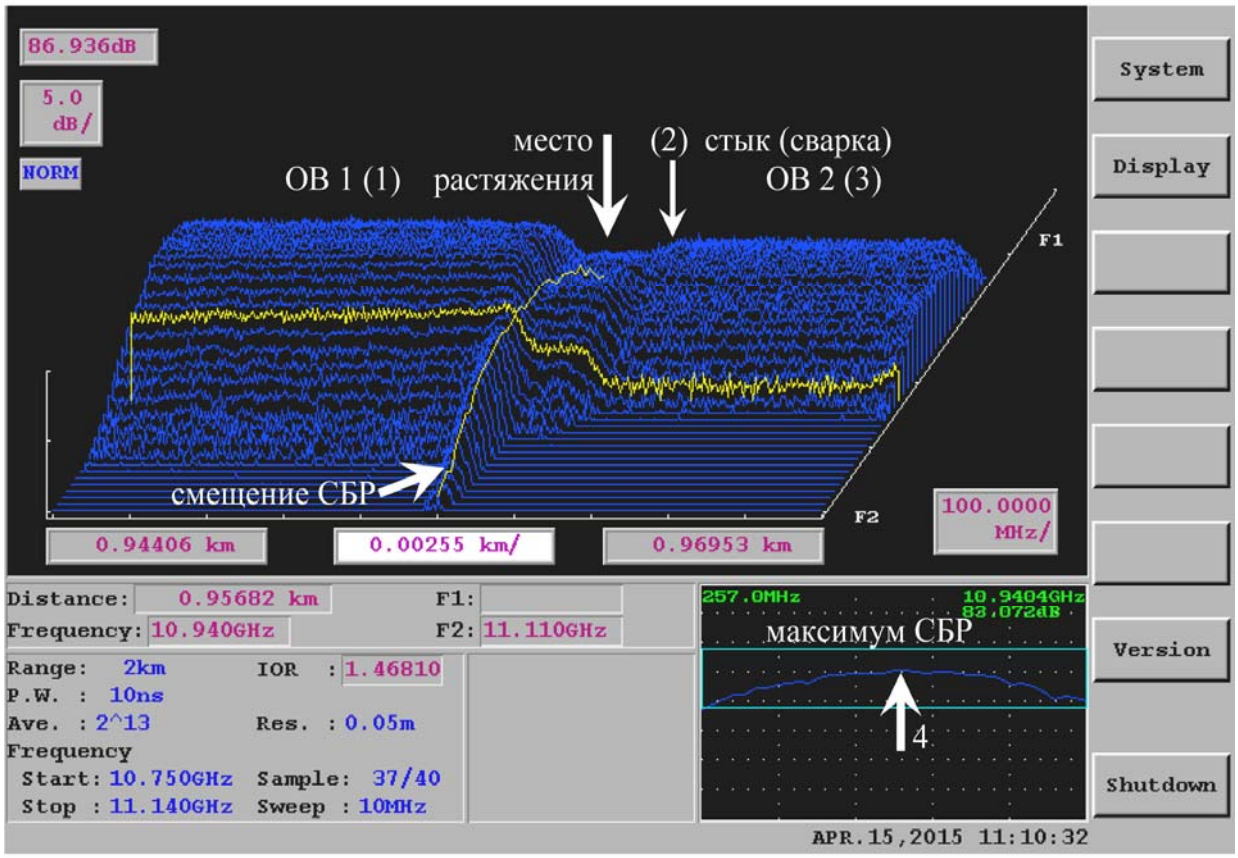


Рис. 2. 3D-рефлектограмма СБР при воздействии растягивающей силы 3 Н

Кроме того, зависимости СБР отличаются для ОВ с различной эластичностью защитного покрытия. У ОВ с более жестким покрытием ОВ может практически не растягиваться (СБР у БОР не изменяется), но при нагрузках 4 Н – 6 Н сразу оборваться.

Анализ СБР [1-5] при известном показателе преломления сердечника позволяет определить натяжение на различных участках световода.

На рис. 3 и рис. 4 представлены соответствующие зависимости по длине световода натяжения (Strain), СБР, ширины СБР (B.S.W) и потерь (Loss).

При изменении нагрузки наблюдалось смещение максимума СБР от 10,84 ГГц (без нагрузки) до 10,97 ГГц (4 Н), что соответствует изменению натяжения ОВ в области, находящейся под нагрузкой.

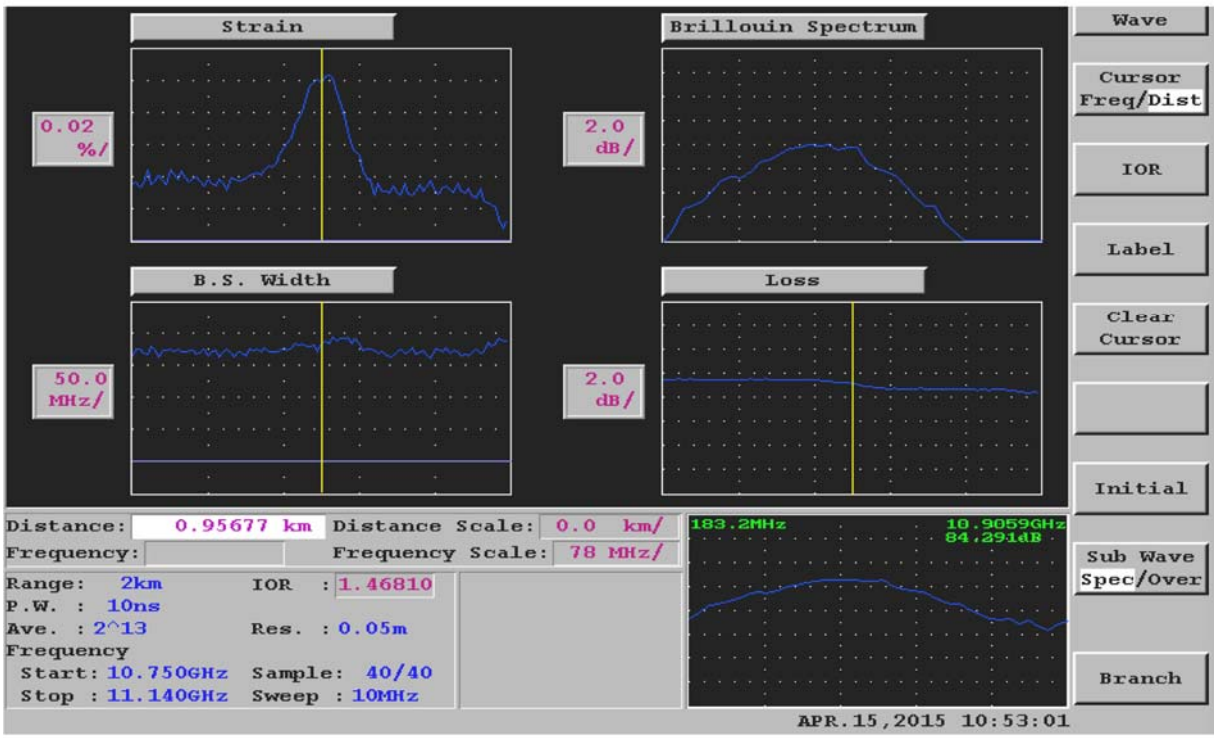


Рис. 3. Мульти-рефлектограмма при воздействии растягивающей силы 1,5 Н

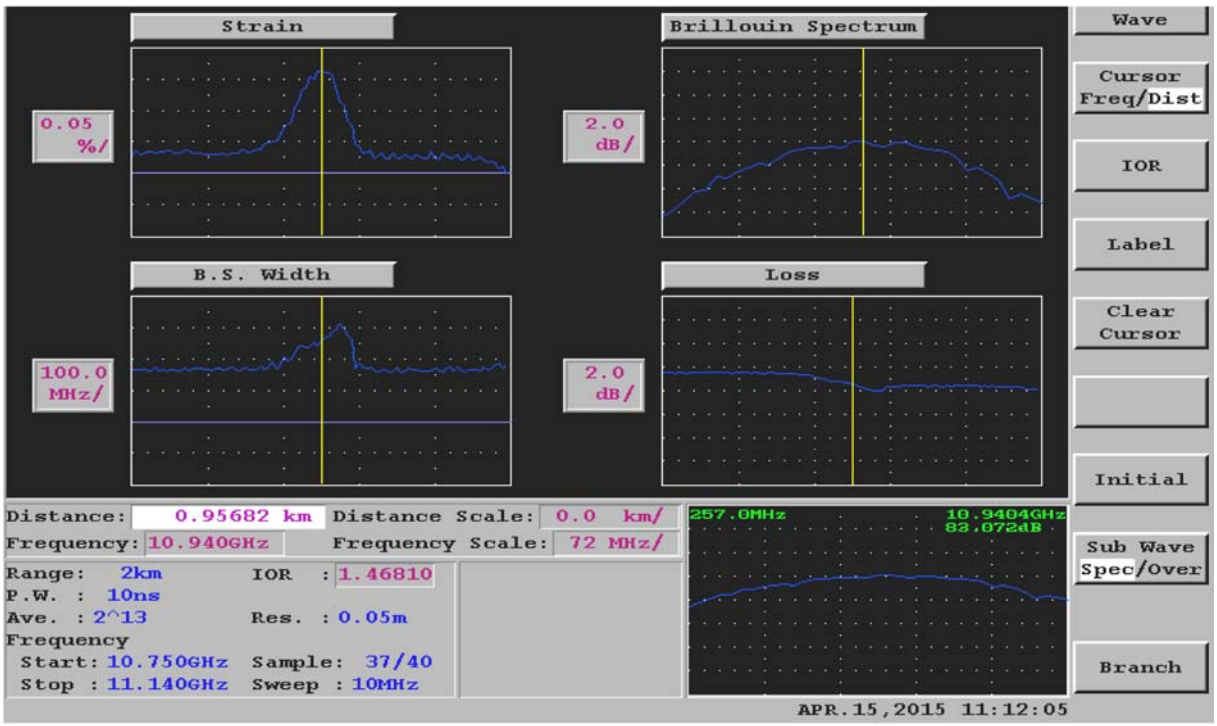


Рис. 4. Мульти-рефлектограмма при воздействии растягивающей силы 3 Н

Из рис. 1-4 видно, что БОР успешно обнаружил изменение натяжения на «проблемном» участке.

Натяжение изменилось (без нагрузки было 0,02%) на0,08% при растягивающей силе в 1,5 Н (стало 0,1%) и на 0,15 % при растягивающей силе в 3 Н (стало 0,17%).

При дальнейшем увеличении нагрузки до 5 Н было обнаружено превышение критического значения натяжения 0,25 %.

После снятия нагрузки натяжение ОВ возвращалось в исходное состояние.

Таким образом, анализ СБР позволяет эффективно обнаруживать изменение натяжения (модуля Юнга E_ε) ОВ.

Изучение СБР ОВ, находящихся в готовых ОК, которые подвергались существенным растягивающим нагрузкам, позволило сделать следующие выводы.

Из-за силовых элементов ОК, которые защищают его, а значит, все ОВ внутри него, от механических воздействий, существенных изменений СБР при силовых растягивающих нагрузках не наблюдается [3, 4].

В результате БОР проблемных участков ОВ в ОК не обнаружил вплоть до критических уровней воздействия (порядка 11-12 кН), которые приводят к разрушению ОК.

При этом анализ экспериментальных данных, полученных фазовыми методами, показал, эти методы позволяют обнаружить появление натяжения ОВ при растягивающей нагрузке порядка 10 кН, которая еще не приводит к разрушению ОК, а значит, можно принять меры к поиску проблемного участка и устранению опасных воздействий.

Полученные результаты подтвердили возможность обнаружения механически напряженных участков и оценки степени натяжения ОВ на основании анализа СБР при различных растягивающих нагрузках.

Литература

1. Богачков И.В., Горлов Н.И. Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконно-оптических линий передачи: монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. – 192 с.

2. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maistrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013. Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University.

3. Bogachkov I.V., Gorlov N.I. Experimental Examination of the Strain Characteristics of Optical Fibers // IEEE 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings. – V. 1, P. 223-227.

4. Богачков И.В., Горлов Н.И. Экспериментальные исследования характеристик натяжения оптических волокон // Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП, Т. 3. Новосибирск, 2014.– С. 119-123.

5. Bogachkov I.V., Maystrenko V.A. Experimental examinations of changes influence of the Brillouin backscattering spectrum in optical fibers on their characteristics // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, Dynamics 2014 – Proceedings. – P. 1-10.

OPTIMIZING THROUGHPUT IN TRANSCEIVER TESTING WITH A PXIE VECTOR SIGNAL GENERATOR

Mike Millhaem, *Keysight Technologies*

Abstract

Transceivers are one of the basic building blocks of mobile phones, wireless LAN access points, and the cellular infrastructure. Because these devices handle both reception and transmission of multiple wireless formats, testing can be complex, time-consuming and costly. During testing, transceiver calibration is important because today's communication systems require accurate measurement of receiver input power and accurate setting of transmitter output power. As a result, the engineers who test transceivers are looking for solutions that will support the required level of calibration—and this requires capabilities such as precise synchronization between a vector signal generator (VSG) and the device under test (DUT). In addition, the test solution must be fast enough to accelerate throughput and thereby reduce manufacturing cost.

Within a test station, a new class of PXIe VSGs can provide greater speed and throughput with capabilities such as quick frequency and amplitude switching and good signal linearity and repeatability. To support the required level of calibration, the new VSGs also offer flexible synchronization of frequency and timing.

This article provides an overview of the key issues related to the testing of transceivers with an RF signal generator. It then describes a range of throughput-enhancing capabilities provided by the new modular VSGs.

Outlining the key issues in transceiver testing

The testing of any transceiver presents two major problems: breadth and synchronization. Breadth comes from the broad range of signal frequencies and power levels that must be tested. This becomes a problem when slow switching speeds in the VSG create a bottleneck in the testing process.

Synchronization is important in two areas, timing and frequency. During testing, the actions of the transceiver and the VSG must be precisely synchronized to ensure proper interaction. In addition, successful transmission and reception requires that the frequency reference in the VSG be synchronized with that of the transceiver. This may become an issue during testing: some transceivers have an internal 13-, 26- or 52-MHz reference; however, most test equipment can synchronize only with a 10-MHz reference.

Ensuring faster testing

Transceiver calibration is an important part of the test process. Typically, receiver calibration consists of first providing an RF input over a wide range of frequencies and power levels, and then recording the value of the receiver signal strength indicator (RSSI) at each step. This calibration was managed by the test-system software through nested loops that set the DUT and signal generator to a series of frequency/power-level pairs and then read back the associated RSSI levels.

As the need for speed grew, signal generators were designed to provide faster switching times. Along the way, the software overhead involved in controlling the DUT became the bottleneck that slowed the testing process. To overcome this problem, many transceiver manufacturers developed special test modes that allowed the DUT to accept a single command that caused it to cycle through a large number of frequency and amplitude states and record the RSSI levels. This method required the RF signal generator to cycle through a corresponding set of frequency and amplitude states in synchrony with the DUT. This is often accomplished with a capability called list mode in many signal generators.

List mode lets the user predefine a large number of frequency and amplitude states that are output with either specified timing or in response to an external trigger signal. To cover the full range of requirements, the list mode must provide a large number of points, fast switching between those points, flexibility in timing and synchronization, and the ability to use a variety of modulated waveforms.

Synchronizing actions and frequency references

Two things drive the need for synchronization between a transceiver and a VSG: testing the DUT in either list mode or normal operational mode. Testing in list mode requires synchronization of the actions performed by the DUT and the VSG. When testing a device in its normal operating mode, it is necessary to synchronize the frequency reference in the VSG to that of the DUT.

Working with list mode

Most list modes use two types of synchronization: unified triggering and point-by-point handshaking. In the first method, a single trigger event starts the lists in the DUT and the VSG, and the timing of both is initiated by the trigger. In this mode, it is very important for every step in the list to be accurately scheduled relative to the initial trigger event. If the beginning of point N is timed from the beginning of point N-1, small errors in timing can accumulate and will eventually cause the DUT and VSG to lose synchronization.

The other method uses point-by-point handshaking between the VSG and either the DUT or a signal analyzer. In this case, the VSG will tune to a specific point when it receives an input trigger. When the VSG output settles at that value, it sends a trigger to the DUT or analyzer, which will then start a measurement at that point. When the measurement is complete the DUT or analyzer will output a trigger that causes the VSG to advance to the next point. The back-and-forth handshaking repeats until the list has been completed.

The handshake method can be useful when the measurement time of the DUT or signal analyzer cannot be exactly predetermined. On the upside, this approach can provide faster throughput because there is little or no need to include guard time in the lists. On the downside, this approach does require two dedicated trigger connections—one input and one output - on the DUT, signal analyzer and VSG.

Working with operational mode

Complete transceivers such as mobile handsets or picocell or femtocell base stations are often tested in an operational mode. This is typically done with either the operational software within the transceiver or a special version of the software that has been slightly modified to support testing.

The implications for the VSG depend on the type of device being tested. With mobile handsets, the DUT will synchronize to the timing and frequency of the VSG. In such cases, the waveform timing from the VSG remains constant through any change in frequency, amplitude or waveform. If the VSG is unable to maintain this timing relationship, the DUT will need to be resynchronized with the VSG, and this can be a time-consuming operation.

When testing picocells or femtocells in operational mode, the synchronization requirements are more challenging because the base station is the frequency and timing master for the system. During testing, the VSG must synchronize to the frequency and timing references in the DUT.

For frequency sync, it is common to lock the VSG reference input to the oscillator within the DUT. As noted earlier, these transceivers typically use an internal frequency reference at 13, 26 or 52 MHz; however, most test equipment uses a 10-MHz frequency reference. To meet this need, the VSG must be able to lock to a selectable input frequency higher or lower than 10 MHz.

For timing synchronization, the DUT will typically output a trigger pulse that is aligned with the frame boundary of the wireless format being tested (e.g., W-CDMA or LTE). To allow the DUT to demodulate the input signal, the VSG needs to start playback of the modulated waveform in alignment with the frame trigger. In most cases, the timing error must be within ±2 µs.

Increasing test throughput and quality

The new class of PXIe VSG instruments includes unique features that provide the following capabilities:

- List mode with up to 3,200 steps
- Fast switching of both frequency and amplitude
- Flexible synchronization of timing and frequency

Utilizing lists and fast switching

Lists can be generated using the normal programming interface, allowing for easy transitions between programmed mode and list mode.

The new VSGs also offer a variety of modes for frequency and amplitude switching. For example, the traditional RF frequency and amplitude tuning mode can provide a minimum step time of less than 250 µs in list mode (Figure 1). These frequency changes can be over the entire frequency and amplitude range of the VSG.

Much faster switching times are possible with an innovative baseband offset tuning technology. This capability enables frequency changes across the entire modulator bandwidth, and amplitude changes of up to 20 dB, without degrading modulation performance. As a result, minimum step time in list mode can be as fast as 10 µs (Figure 2). In addition to the frequency and amplitude values, each point in a list has an end event that defines how the list will proceed to the next point. That event can be either trigger- or time-based. Triggered end events support the handshake list mode described in the previous section.

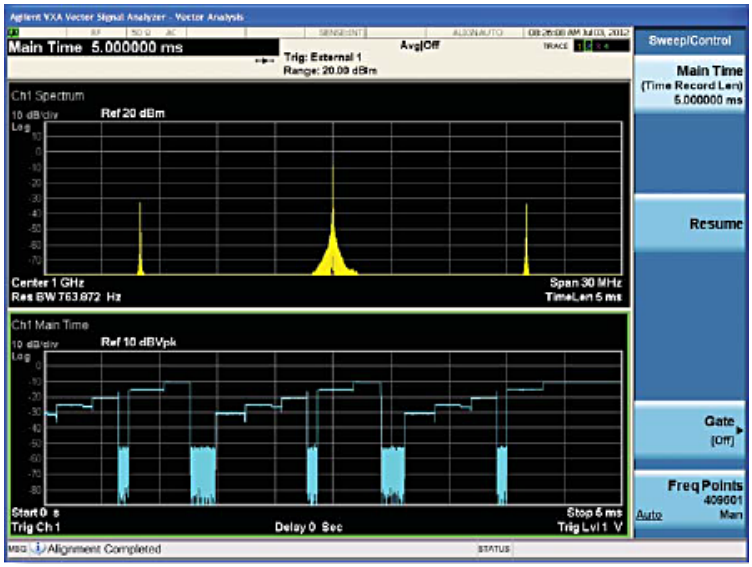


Figure 1. Spectrum and time displays show 220-µs step times for frequency and amplitude offset changes in list mode

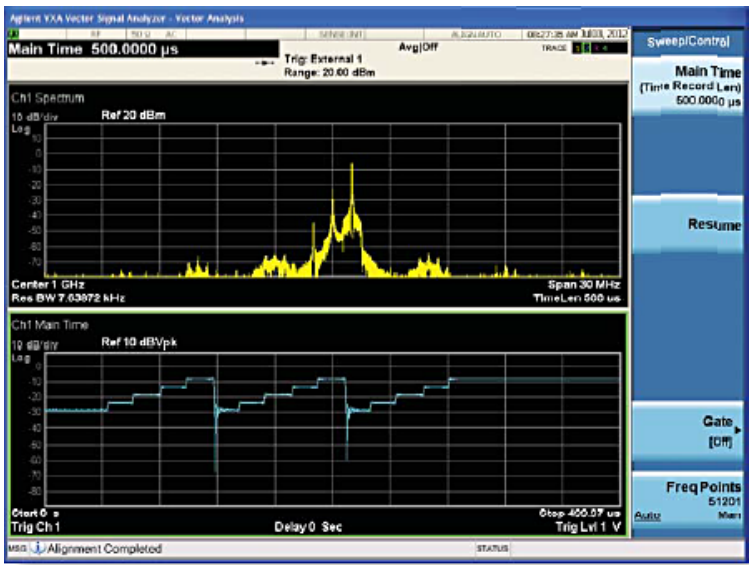


Figure 2. Spectrum and time displays show step times of less than 10 µs for frequency and amplitude offset changes in list mode

In the case of a time-based event, the user can select either the total step time or the dwell time, which is defined as the time after the VSG frequency and amplitude have settled. Total step time is useful in situations such as transceiver calibration.

Simplifying synchronization

To handle the typical reference frequencies used in many types of transceivers, the new multi-module VSGs include a flexible frequency reference module. As expected, the module includes a 10-MHz reference; however, it can accept an external reference signal running at any value between 1 MHz and 110 MHz. Waveform playback can be initiated through an input for external trigger signals. The resolution of the trigger delay equals the reciprocal of the sample rate of the waveform data. For example, trigger delay resolution will be 65 ns for a typical W-CDMA signal. This well within the ±2 µs timing error allowed when to synchronizing with a picocell or femtocell.

Building on the core benefits of modular

Just as transceivers continue to pack more capability into less space, so do the new VSGs. The combination of capabilities described here provides the fastest throughput while also enabling complex testing of the transceivers used in mobile handsets, picocells, femtocells, and more. By providing these capabilities in a modular format, the PXIe-based VSGs support two additional needs: smaller size, weight and footprint for test stations; and a lower overall cost-of-test.

CREATING A NAVIGATION AND AUTOPILOT SYSTEM FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES USING NI SINGLE-BOARD RIO AND NI LABVIEW

Byoung Jin Lee, *Konkuk University, Seoul, South Korea*

Abstract

Onboard avionics systems within unmanned aerial vehicles (UAVs) are complicated, especially for automatic flight. Due to operation in 3D space, the system is subject to crash when it loses stability. Remote UAV (RUAV) system dynamics are inherently nonlinear and unstable. To create an onboard navigation, guidance, and control system, we needed a highly reliable, real-time embedded system with sufficient computing capacity. From a functional point of view, precise yawing (directional pointing) under stabilization and trajectory-following capabilities are essential, so the main flight control computer (FCC) had to integrate various navigation sensors; data acquisition; a PWM servo control; and a fast data processing unit. For flexible communication with the ground control station (GCS) and flying UAV, we needed a communication data network.

The fundamental considerations for this project included a high-performance, easy-to-develop embedded system; real-time monitoring to prevent accidents; high-rate sensor data acquisition for high-dynamic RUAV control; latitude control and an autopilot system for operation without a trained RC manual pilot; and light-weight hardware.

System Overview

ANSI C-based digital signal processing (DSP) or ARM processors are popular in embedded systems, but they are not easy to create. The ANSI C development tool is generally difficult for beginners and the library is not well-supported or easy to use. For more simple and convenient access to embedded system development, we chose NI Single-Board RIO and a virtual instrumentation-based platform. We programmed our NI Single-Board RIO device with LabVIEW. LabVIEW made it easy to develop the algorithm and use hardware and software libraries with sufficient toolboxes. Using this system, we saved more time and reduced the number of students engaged in embedded development. As listed, only two students with the advisory professor worked on this project.

Figure 1. NI-sbRIO 9602

We needed a GCS to control the vehicle's flying path, command operations, and acquire data from the UAV in real time for the developer or commander. The GCS was critical in constructing the flight system. We used the LabVIEW front panel to easily develop the GCS panel and required interfaces. The front panel shows all of the RUAV flight data and provides an interface to change the settings and command values. It responds quickly, so we used the front panel function for in-flight proportional-integral-derivative (PID) controller gain tuning in the early test phases. The graphical interface is very simple and easy, which is a fundamental reason we chose LabVIEW.

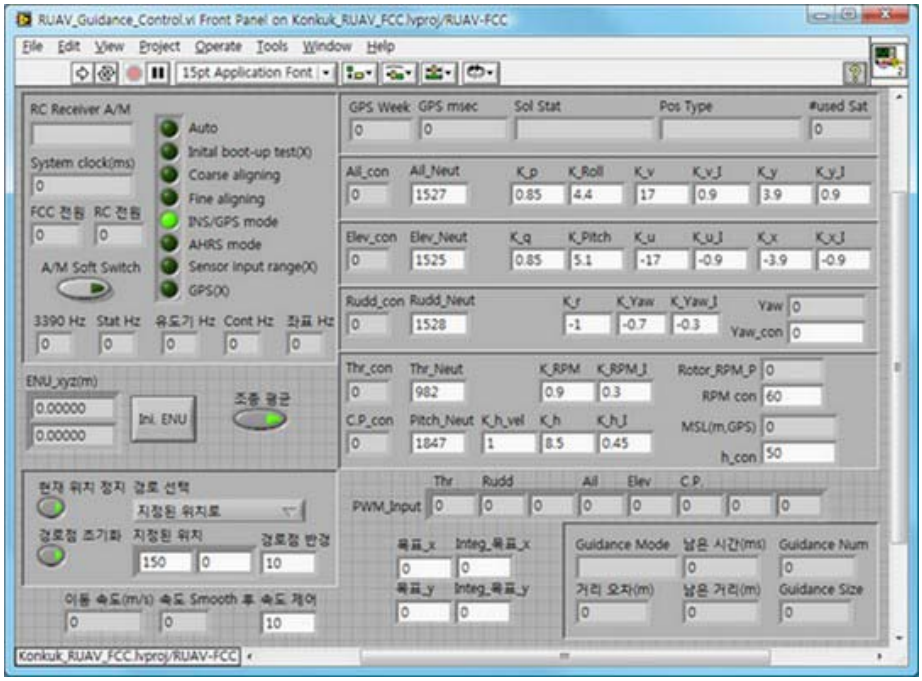


Figure 2. GCS Front Panel

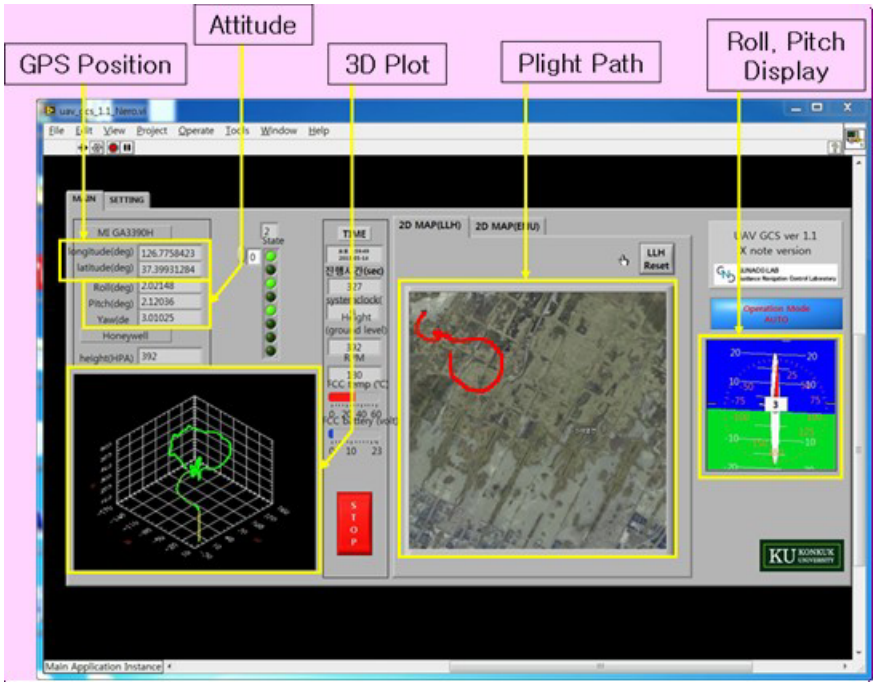


Figure 3. Flight Data Display Window

Though NI Single-Board RIO has a fast main processor (400 MHz), too much sensor data can create congestion. To control a high-dynamic system, we needed frequent sensor data updates. In our flight system, the inertial measurement unit (IMU) is the most essential sensor. The IMU outputs data packets at a high rate (up to 100 Hz), and each packet contains about 100 bytes of data. For real-time operation, the IMU requires a very

high processing capability with a big packet size, which takes up many resources in the NI Single-Board RIO main processor. Therefore, we reduced main processor sensor data calculations via packet processing optimization for guidance, navigation, and control calculations. Most importantly, NI Single-Board RIO has field-programmable gate array (FPGA) capabilities, which makes high, fast logic gate calculations. Using FPGA, we can share the data handling burden in the main processor.

To use sensor data, we need several low-level calculations. Most of the calculations are bit or single-byte tasks, so these low-level signal processing parts operate on the FPGA side. Using this method, the real-time OS in the main processor only converts the rearranged bit data into informative data used in the high-level logics, which reduces the total main processor computing burden.

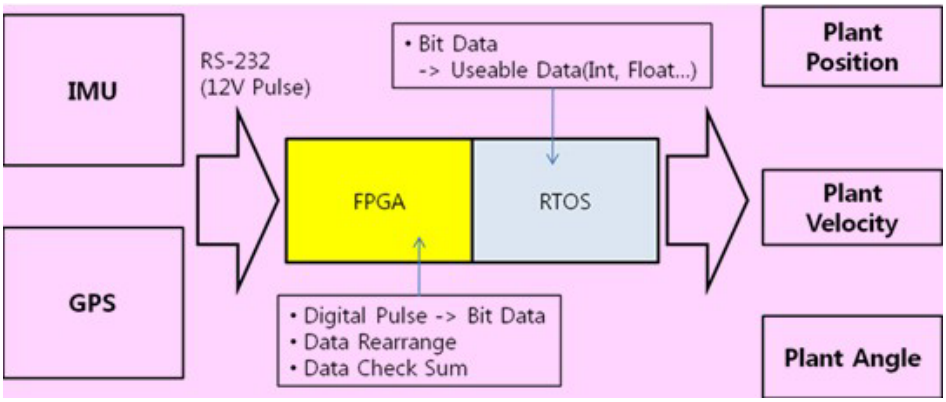


Figure 4. Sensor Data Flow From FPGA to Real-Time OS in Main Processor

Weight is a critical parameter in aerial vehicles. The NI Single-Board RIO was a great choice because it weighs less than 200 g. Additionally, we reduced the weight of the other devices, used wood for the case, and cut all of the cables shorter. We only used devices essential to automatic flight in the case. For low power consumption, we detached all optional parts, such as LED and sound.

The flight system needs approximately 20 W of power to operate. According to the onboard device specifications, we designed the power supply to convert battery voltage (22.2 V) to 12 V, 5 V, and 3.3 V. To make only needed voltage and amperes, the power supply we designed successfully saves power so we could use a flight control system (FCS) with a smaller battery capacity.

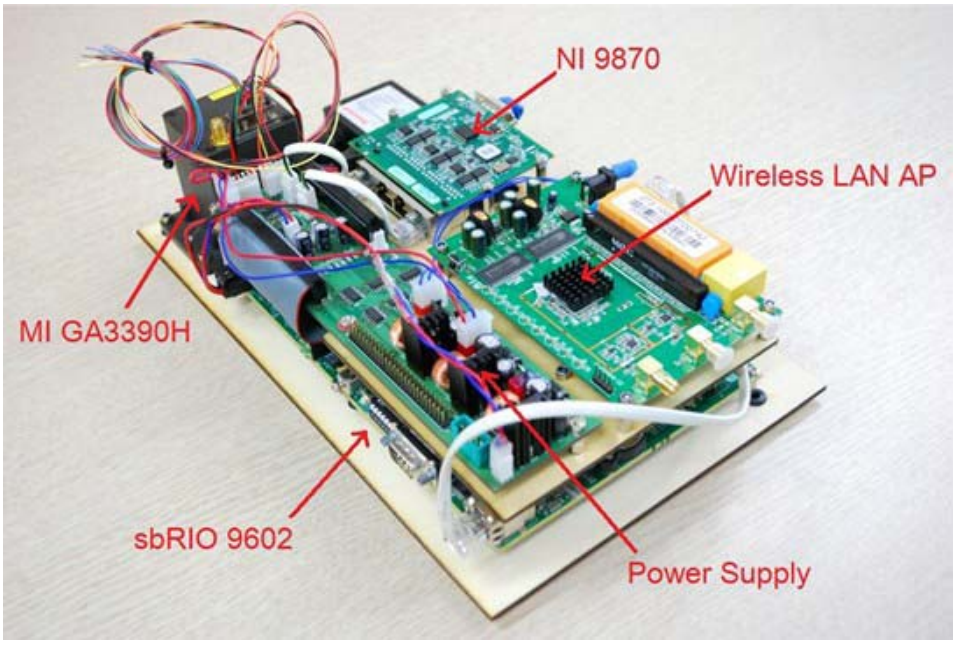


Figure 5. Total Hardware Configuration

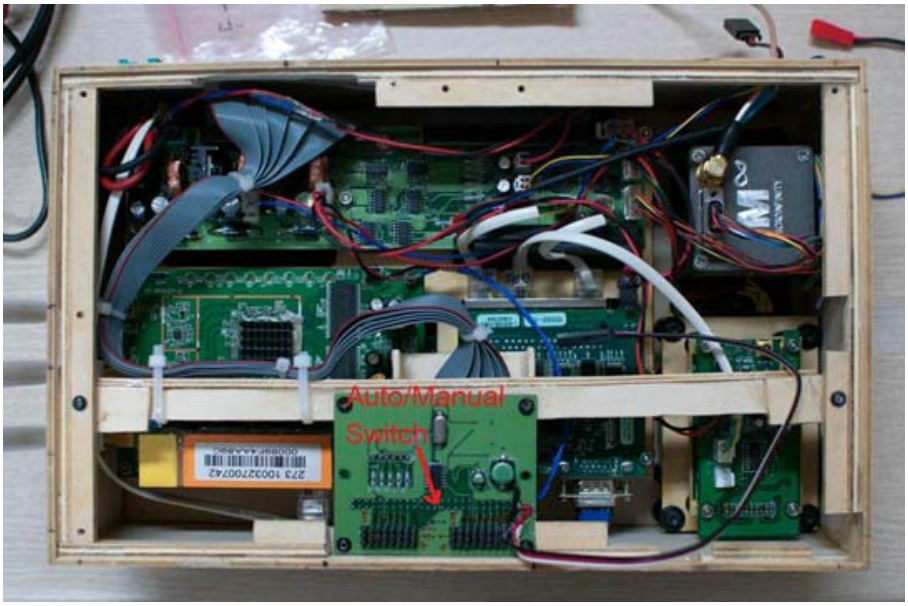


Figure 6. Total Hardware Configuration

The NI Single-Board RIO is installed in the bottom layer of the case. In the top layer, we installed an NI 9870, a wireless LAN access point (WLAN AP) and a power supply. The NI 9870 communicates with sensors via RS232. An off-the-shelf WLAN AP module connects to the GCS. An auto/manual switch module converts the actuator signals between auto and manual commands. If the RUAV is in a dangerous situation during autopilot mode, an operator can control the vehicle using the auto/manual switch.

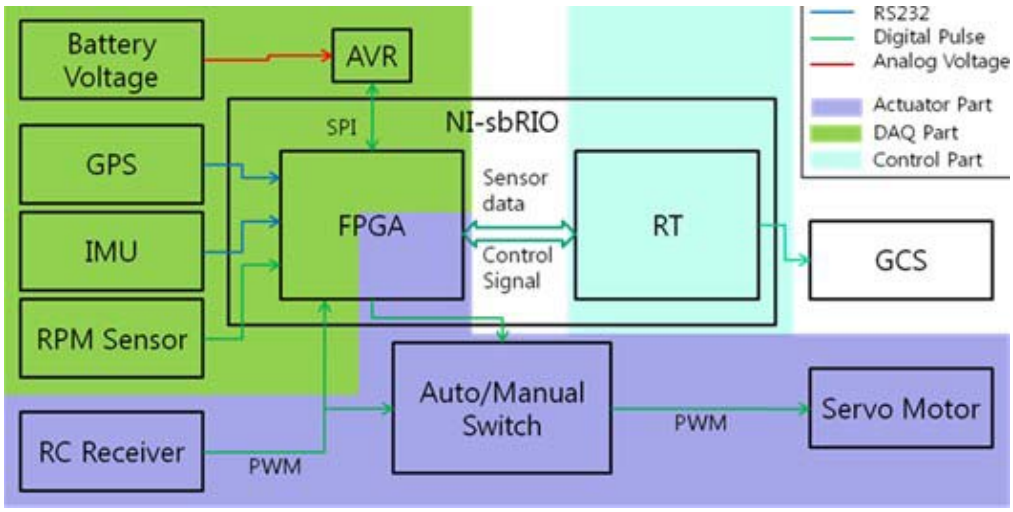


Figure 7. FCS Data Flow

The NI sbRIO-9602 does not include an A/D converter, so we added an Amtel AVR to sense the battery analog voltage. The NI sbRIO-9612 does have this function, but is 70 g heavier than the NI sbRIO-9602 and consumes more power. The preprocessed FPGA data is sent to the real-time OS in the main processor. The real-time OS controller runs various high-level algorithms such as coordinate conversion; trajectory generation; guidance logic calculation; proportional-integral derivative (PID) controller output generation; and data communication transmit and receive control. The UAV latitude and motion control generated control signals are sent to the FPGA to invoke the PWM actuator-driving digital signal. PWM signals are input to the main rotor motor or servo motors. Finally, all necessary flight control information is transmitted and monitored at the GCS display.

Flight Test

Takeoff and landing are dangerous operations for all flight vehicles. For the safety of the vehicle frame and FCC board during VTOL operation, a human pilot controls the RUAV during takeoff and landing. Except for these two operations, the autopilot function controls all vehicle movements. For analysis, all necessary sensor data is saved in the NI Single-Board flash memory. At the same time, essential navigation data such as posi-

tion, latitude, and velocity is sent to a ground station so a GCS computer can show the flight path and vehicle latitude in real time. Using the additional GCS data interface, we observe the RUAV conditions and command the operations to the RUAV.

For autopilot demonstration, we show the following three flight test results:

- Hovering and yawing flight (latitude stabilization)
- Low altitude, droplet flight (latitude control + altitude control + waypoint guidance)
- Infinity flight (latitude control + altitude control + waypoint guidance)

The first result shows rotary UAV hovering and yawing motion control. The yawing motion at a fixed position is the key exclusive functionality of the rotor compared with a fixed-wing aircraft. Yet, as the rotor dynamic model is inherently unstable, it is difficult to keep an aerial vehicle stabilized. The hovering and yawing flight is the most fundamental requirement during rotary UAV development. After applying a PID control to roll, pitch, and yaw dynamics, we achieved successful results with stabilization under windy conditions (7 to 9 m/s wind speed).

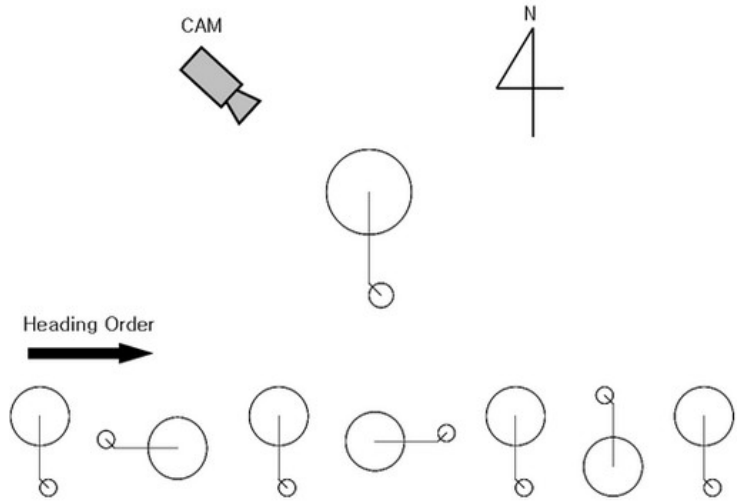
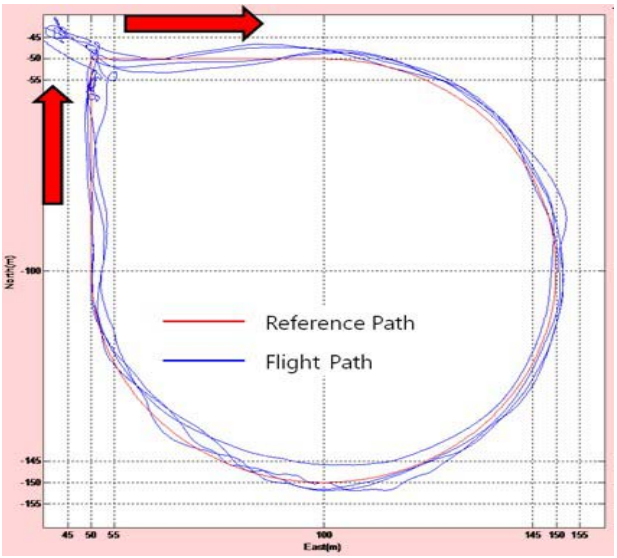


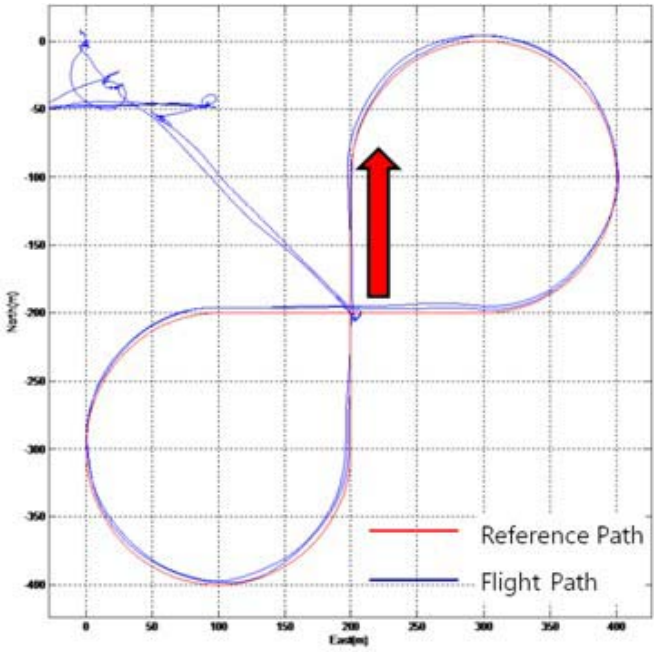
Figure 8. Heading Control and Turning Order

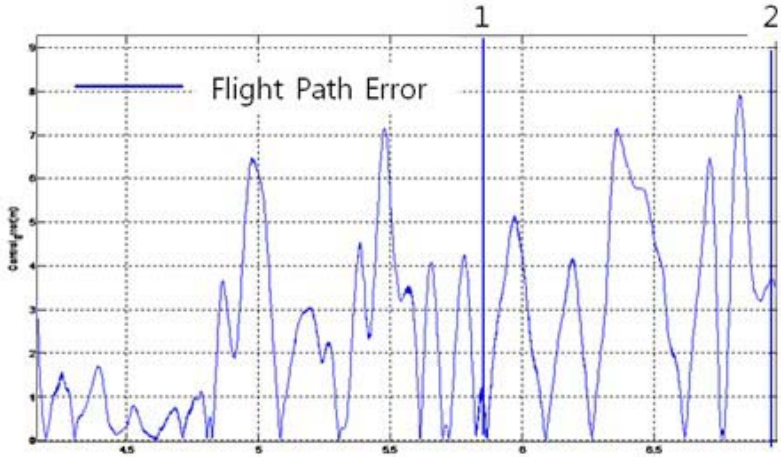
The next figures show the water droplet flight path and its path error from a programmed reference trajectory. This operation is repeated four times. The average path error from reference is about 2 m, which demonstrates excellent RUAV position accuracy. In this case, flight trajectory is relatively smaller and altitude is lower than other paths, which helps us more easily observe the flight.

Conclusion

Finally, the figures above show the infinity symbol flight path and path error. We repeat this operation twice. The average path error is about 3 m, with a maximum of about 8 m. The paths are much bigger than in the water droplet flight path. In this path, the scheduled flight velocity is faster than the previous droplet case (10 m/s). We used this path to observe the control logic performance during high-speed flights while simultaneously orienting performance during circular interval flight.







Figures 9, 10, 11. Water Droplet Flight Path

References

1. http://www.ni.com/singleboard.
2. http://www.ni.com/singleboard/applications.
3. http://www.ni.com/singleboard/whatsnew.
4. http://www.ni.com/labview.
5. http://www.ni.com/labview/applications/embedded.
6. http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/11834.
7. http://www.ni.com/white-paper/14336/en.

SIMPLIFYING HDMI 2.0 SOURCE IMPEDANCE MEASUREMENTS WITH A VNA-BASED METHODOLOGY

Yoji Sekine, *Keysight Technologies*

Abstract

Impedance measurement of active devices or Hot TDR, is essential when designing with high-speed digital standards like HDMI 2.0. The increase in bit rates due to HDMI 2.0 means that the impedance of active devices must be properly evaluated to provide new insight into signal integrity issues. While a TDR oscilloscope can be used for this purpose, the VNA with its range of functionality and features like Avoid Spurious, offers a much more viable solution—one that offers many advantages over the traditional TDR oscilloscope solution.

The HDMI 2.0 specification, released by the HDMI Forum on September 4, 2013, increases the maximum per lane throughput from 3.4 Gbit/s to 6 Gbit/s. The result is a maximum total throughput of 18 Gbit/s, which can support 4K image transmission with a 4:4:4 full-color format. While this bodes well for consumers, it also presents a number of measurement challenges. One key challenge stems from the fact that the transmission rate is nearly doubled and yet it is still necessary to support existing HDMI cables. This raises interoperability issues due to poor signal integrity.

One reason for the poor signal integrity is impedance mismatch of active devices. Impedance matching is essential in the design of high-speed applications and many modern high-speed digital standards specify limits for impedance and return loss. For HDMI 2.0, the source and sink differential impedance requirements are detailed in section HF1-9 and HF2-4 of the Compliance Test Specification. Most of the standards require that devices operate during measurements, because device characteristics will differ between the power-on and the power-off states. Depending on the device design, the impedance may also differ for different data rates as well (Figure 1). To obtain an accurate representation of the impedance, it is therefore crucial to evaluate the impedance of active devices under actual operating conditions. Fortunately a new methodology based on a Vector Network Analyzer (VNA) is now helping to dramatically simplify this task.

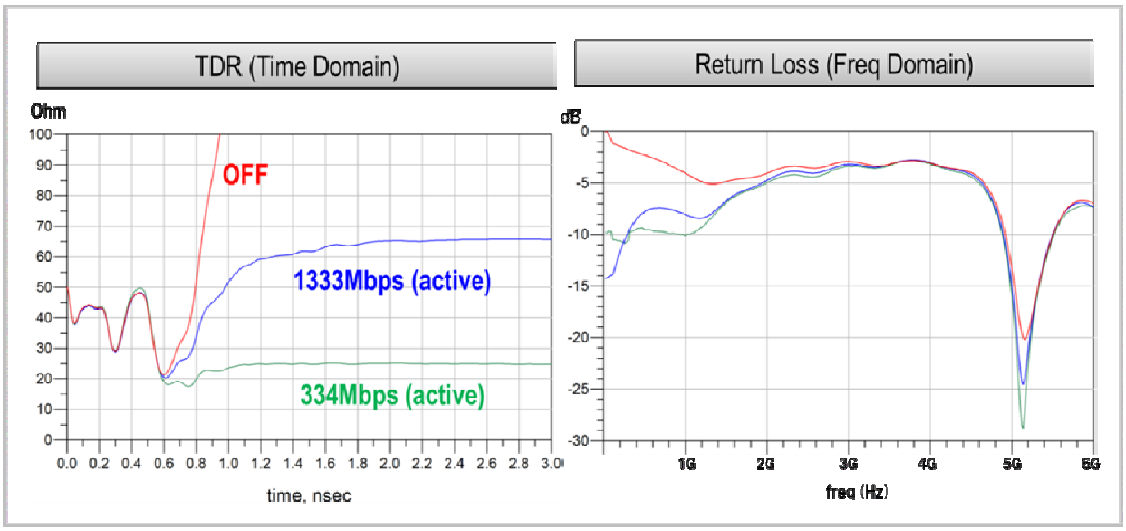


Figure 1. These graphs illustrate the source impedance and return loss with power off (red), power on at 1333 Mbps (blue), and power on at 334 Mbps (green)

Measuring Source Impedance

The impedance measurement of active devices in the powered-on and operating state is called Hot TDR. Hot TDR measurements are difficult to make because the signal from the source causes measurement errors. The key measurement challenge here is how to avoid the effects of the source output signal and provide stable measurements.

Generally, TDR oscilloscopes have been used to measure Hot TDR. VNAs can also be used for this purpose. Due to instrument architectural differences; however, VNA-based solutions provide significant advantages over the traditional solutions based on TDR oscilloscopes.

Importance of Impedance Matching

The eye diagram is a key metric for signal integrity engineers. One factor impacting the eye opening is signal reflection due to impedance mismatch. When there is more than one impedance mismatch in the link, multiple reflections occur and degrade signal integrity. A portion of the transmitted signal is reflected from the sink due to non-ideal impedance match, as shown in Figure 2. If the source is not impedance matched, the signal is re-reflected back again into the channel and causes eye closure when it reaches the sink. This effect becomes more critical for multi-gigabit systems, such as HDMI 2.0. Impedance matching on the source and sink is therefore, essential to improving signal integrity and opening up the eye diagram.

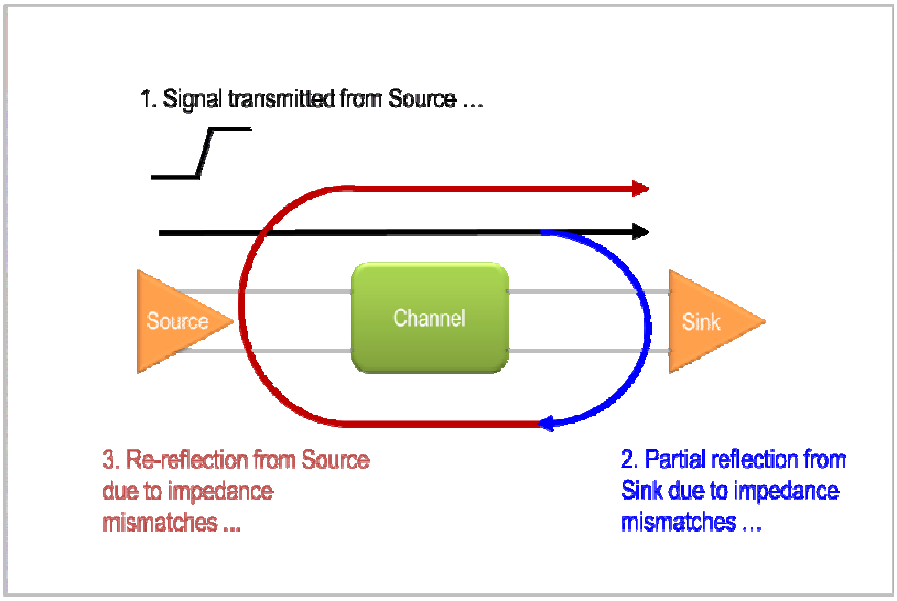


Figure 2. Multiple reflections between the source and sink are shown in this diagram

The eye diagrams in Figure 3 depict simulation results for the purpose of comparing different termination conditions. The eye diagram on the left was computed using the return loss extracted from an actual source device that is not impedance matched. The eye diagram on the right was computed assuming a perfectly terminated source. Obviously, the eye diagram on the right has a wider eye opening, verifying that impedance matching of the source can in fact dramatically improve eye opening.

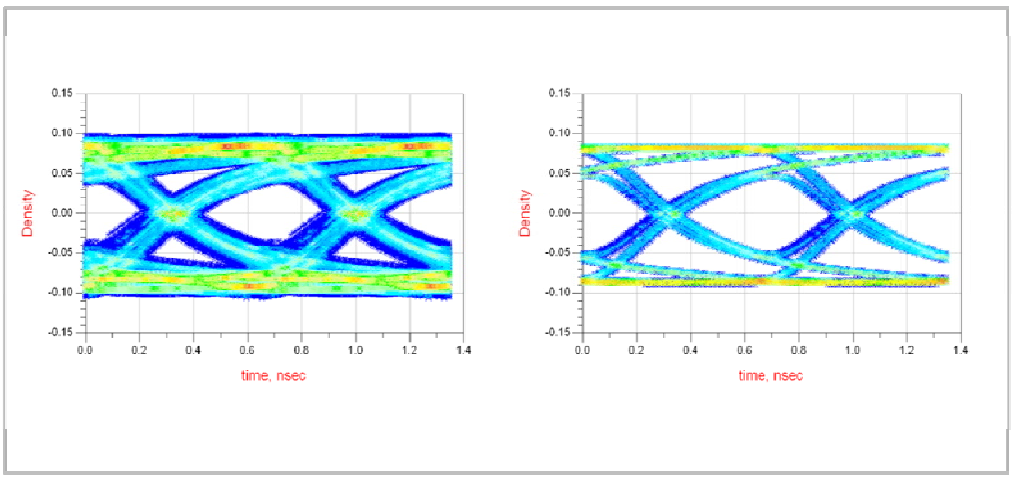


Figure 3. This eye diagram compares simulation results without (left) and with (right) ideal source termination

Effects of the Source Signal on Measurement

Both the TDR oscilloscope and VNA work by applying a stimulus to the Device-Under-Test (DUT) and measuring the response. To measure the response, the TDR oscilloscope uses a wideband receiver up to the maximum bandwidth of the instrument, typically 20 GHz. The VNA, on the other hand, uses a narrowband receiver; typically on the order of 10 kHz.

As can be seen in the frequency domain plot in Figure 4, the impact of the data signal from the source is dramatically different, depending on whether the TDR oscilloscope or VNA is employed. The data signal is represented by a number of line spectra, or spurious, in the frequency domain. Since the TDR oscilloscope uses a wideband receiver that captures all of the signal energy, including source spurs, the measurement result is highly noisy. To reduce the noise, extensive averaging (on the order of 1000 times) is necessary. In contrast, the VNA sweeps across the desired frequency range acquiring data on discrete frequency points. The narrowband receiver used in the VNA filters out the unwanted source spurs and, in many cases, averaging is not necessary. The result is a significant speed advantage for the VNA-based solution.

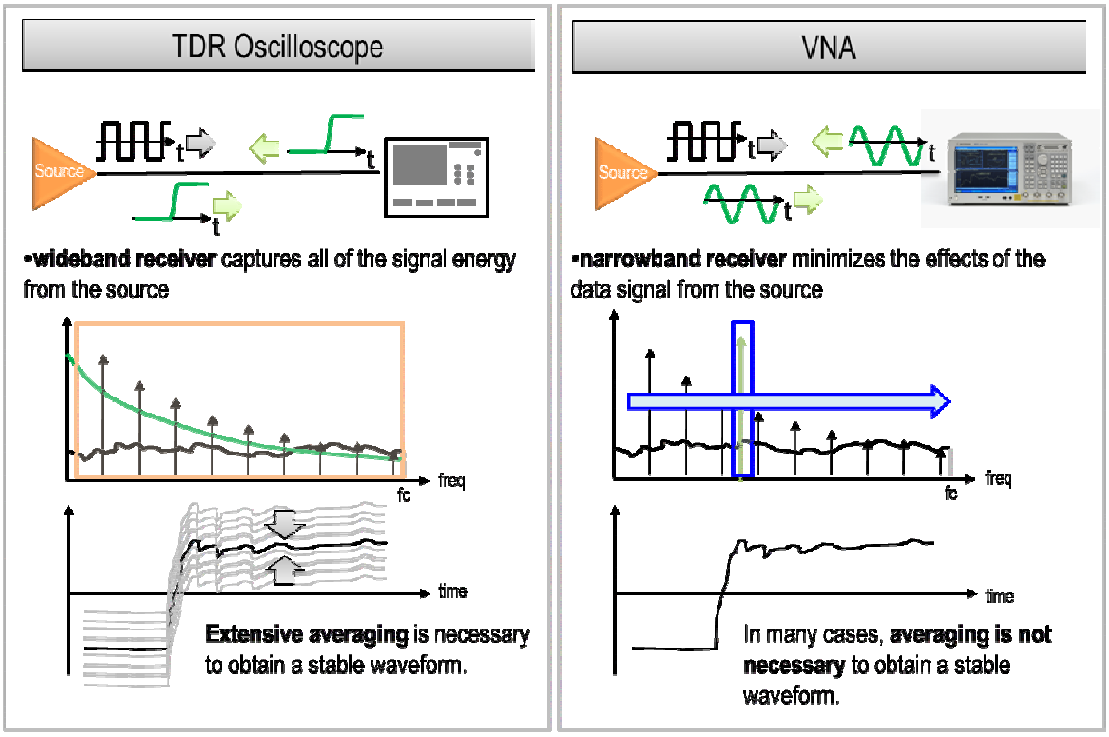


Figure 4. Shown here are the Hot TDR measurement principles for TDR oscilloscopes and VNAs

When the receiver sampling points coincide with the source spur frequency, the source signal energy cannot be minimized by averaging. This typically results in an excessive amount of noise and ripple on the measured impedance profile, and spikes in the frequency domain response. In these cases, the sampling points must be adjusted to avoid the effects of source spurs. This is done by adjusting the TDR repetition rate on the TDR oscilloscope. As the ideal setting is related to the harmonic relationship of the repetition rate and the DUT's source signaling rate, the ideal repetition rate setting is unique to each DUT. The process for finding the ideal setting is determined by trial and error.

A similar situation occurs for the VNA as well. Although VNAs avoid the data signal by using a narrowband receiver, the source spurs can coincide with the measurement points during the frequency sweep. Consequently, the measurement points must be adjusted to avoid the source spur frequencies. This can be accomplished by setting the appropriate start and stop frequencies, and number of points. Some modern VNAs, such as the E5071C ENA Option TDR, have the ability to automatically set up the optimum frequency sweep to minimize the effects from the source spurs based on the data rate input. Its Avoid Spurious feature provides a one-click operation for Hot TDR measurements.

An example of how the ENA Option TDR minimizes the effects of spurious signals from the source is shown in Figure 5. Note that the effects of the source spurs in the left image are minimized when the Avoid Spurious feature is activated.

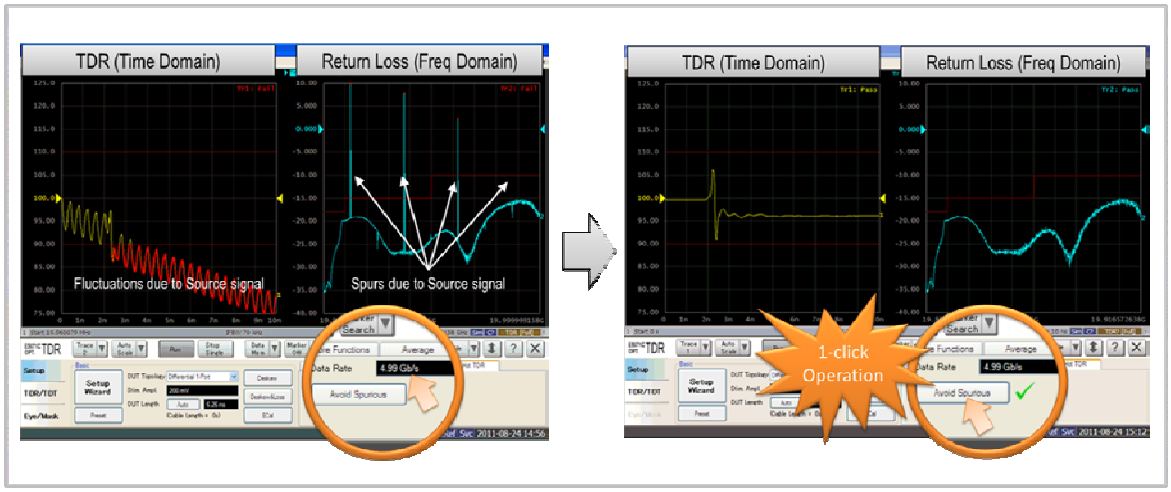


Figure 5. Keysight Technologies' ENA Option TDR automatically minimizes the effects of source spurs

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ШИФРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА, ГЕНЕРИРУЕМОГО АТТРАКТОРОМ ЛОРЕНЦА

HARDWARE-SOFTWARE COMPLEX FOR INFORMATION ENCRYPTION ON THE BASE OF DYNAMIC CHAOS, WHICH IS GENERATED FROM LORENZ ATTRACTOR

Андреев В.В., *andreev_vsevolod@mail.ru*,
Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова, г. Чебоксары

Andreev V.V., *andreev_vsevolod@mail.ru*, *Chuvash State University, Cheboksary*

Abstract

In this paper the hardware-software complex for information encryption, transmitted by telecommunication network, was developed and studied. As a data encryption algorithm was used the stream cipher on the base of dynamic chaos which is generated from Lorenz attractor.

Аннотация

В работе разработан и исследован программно-аппаратный комплекс, предназначенный для шифрования информации, передаваемой по сети. В качестве алгоритма шифрования данных использован потоковый шифр на основе динамического хаоса, генерируемого аттрактором Лоренца.

Устройство предназначено для программно-аппаратного шифрования компьютерной информации. Связь с персональным компьютером осуществляется через интерфейс USB на скорости 12 Мбит/с. В связи с этим микроконтроллер, используемый в устройстве, должен быть оснащён полноскоростным USB контроллером. Для предотвращения влияния внешних помех на линии связи предусмотрены схемы защиты от статистических помех, а также фильтр сигналов. Питание устройства обеспечивается интерфейсом USB. Для надёжного функционирования устройства предусмотрены схемы стабилизации и преобразования напряжения USB интерфейса. Все задачи по обработке и преобразованию информации, а также выполнение функций криптографической защиты осуществляет микроконтроллер. Поэтому он должен обладать производительностью, достаточной для выполнения поставленных задач. В устройстве использован алгоритм криптографической защиты информации на основе динамического хаоса, предполагающий использование операций с вещественными числами. Следовательно, используемый микроконтроллер должен обладать модулем операций с плавающей запятой. В качестве внешнего интерфейса связи использован Ethernet, поэтому микроконтроллер должен поддерживать физический уровень Ethernet MAC 10/100. Так как Ethernet протокол работает с большими скоростями, то микросхемы физического уровня требуют высокоточного тактирования от внешних источников. В устройстве применена схема тактирования 25 МГц. Для отладки и загрузки программного обеспечения в микроконтроллер предусмотрен интерфейс SWD (Serial Wire Debug). В устройстве применён микроконтроллер STM32F417VGT6 на ядре ARM Cortex-M4 фирмы STMicroelectronics. В качестве микросхемы физического уровня Ethernet использована микросхема KSZ805IRNL фирмы Micrel.

Ценность данной работы вызвана тем, что в настоящее время необходимость защиты информации от несанкционированного доступа остро встаёт как при передаче данных по каналам связи, так и при хранении данных в устройствах памяти. Разработанный комплекс представляет собой полнофункциональную систему защиты информации с использованием необходимых алгоритмов и протоков.

RC-АВТОГЕНЕРАТОР С МОСТОМ ВИНА В ЦЕПИ ОС И СИСТЕМОЙ АРА

WIEN BRIDGE RC-OSCILLATOR WITH AUTOMATIC AMPLITUDE CONTROL CIRCUIT

Дроздова Е.М., drozdovaEM1989@mail.ru, **Болдырева Т.И.**, boldyrevati@yandex.ru,
Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Drozdova E.M., drozdovaEM1989@mail.ru, **Boldyreva T.I.**, boldyrevati@yandex.ru,
National Research University "MPEI", Moscow

Abstract

The simple structure of Wien bridge oscillator with automatic amplitude control circuit is offered and discussed. The system of differential equations for this oscillator was derived and used to find and investigate the stationary mode of the oscillator operation and stability of this mode. Noise properties of this oscillator are also investigated and discussed.

Введение

RC автогенераторы (RC-АГ) гармонических колебаний нашли широкое применение в медицинской технике, измерительных приборах, датчиках и т.д. Основными их достоинствами являются возможность широкой перестройки частоты, малые габариты, дешевизна и простота исполнения [1, 2]. В [3,4] для RC-АГ с полосно-пропускающим фильтром в цепи положительной обратной связи (ОС) методом С.И.Евтянова были получены соотношения для расчета параметров стационарного режима и спектральных плотностей мощности (СПМ) амплитудных (АМ) и фазовых (ФМ) шумов и показано, что RC-АГ с мостом Вина в цепи ОС имеет наименьшие уровни СПМ ФМ шумов, но обладает некоторыми недостатками. Основным недостатком RC-АГ гармонических колебаний с мостом Вина в цепи ОС является необходимость работы с малым запасом по самовозбуждению. Увеличение запаса по самовозбуждению ведет к неизбежному росту высших гармоник, искажению формы выходного сигнала. Для устранения этого недостатка и получения гармонических колебаний с достаточно большой амплитудой применяют системы с автоматической регулировкой амплитуды (АРА) [2]. В данной работе предложена система АРА RC-АГ, которая позволяет обеспечить бóльший запас по самовозбуждению и генерацию больших амплитуд напряжения при малых уровнях нелинейных искажений.

Функциональная и электрическая схемы RC-АГ с мостом Вина и АРА

Функциональная схема RC-АГ с мостом Вина показана на рис. 1.

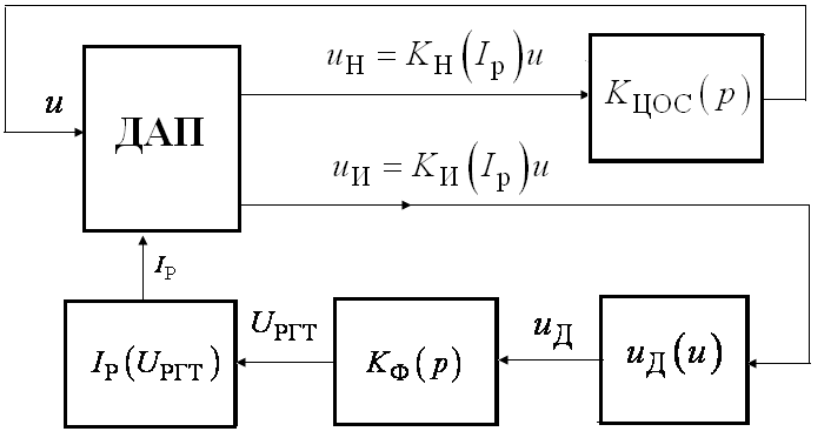


Рис. 1. Функциональная схема RC-АГ

В RC-АГ используется усилитель на дифференциальном активном приборе (ДАП) и цепь положительной обратной связи фильтр в виде моста Вина с коэффициентом передачи $K_{\text{ЦОС}}(p)$, вход которой подключается к неинвертирующему выходу ДАП. К инвертирующему выходу ДАП подключается цепь регулировки амплитуды, состоящая из амплитудного детектора с детекторной характеристикой $u_{\text{Д}}(u)$, фильтра нижних частот с коэффициентом передачи $K_{\Phi}(p)$ и регулируемого генератора тока питания ДАП (РГТ), величина которого зависит от напряжения $U_{\text{РГТ}}$. РГТ включен в эмиттерную цепь ДАП и регулирует коэффициент усиления усилителя.

Принципиальная схема RC-АГ с системой АРА показана на рис.2.

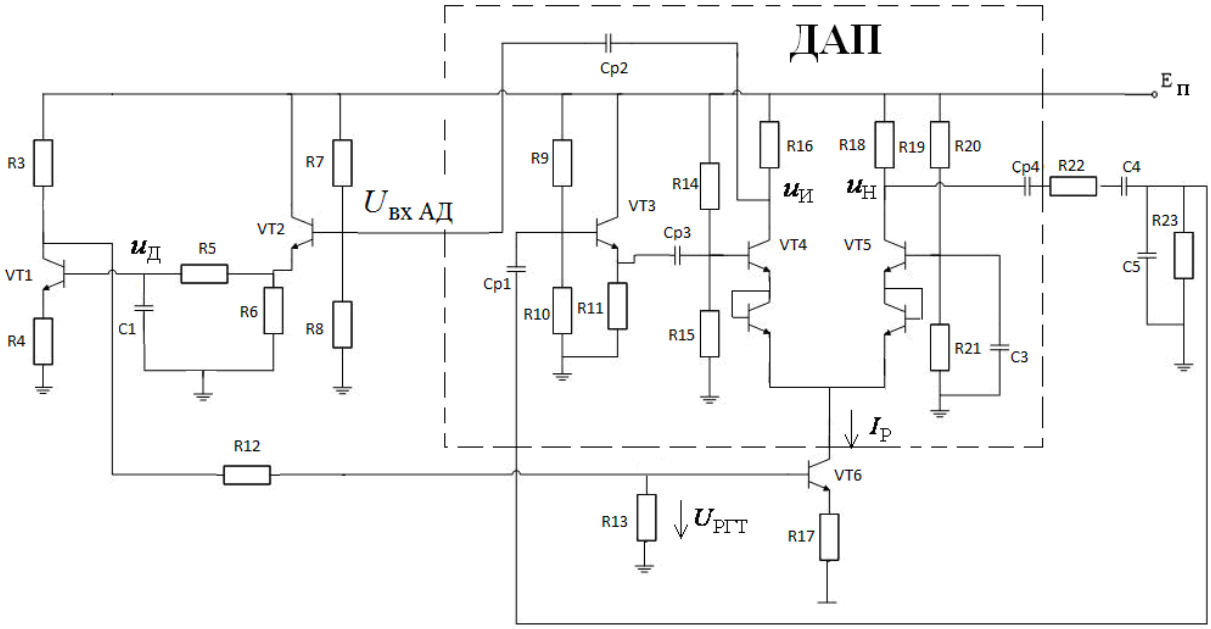


Рис. 2. Принципиальная схема RC-АГ с системой АРА

ДАП построен на биполярных транзисторах (БТ) VT4-VT5. На входе усилителя на ДАП включён эмиттерный повторитель на БТ VT3. Дифференциальный усилитель в такой схеме работает в линейном режиме. Для увеличения линейной области работы усилителя в эмиттеры БТ VT4-VT5 включены диоды. Колебание с инвертирующего выхода RC-АГ $u_{\text{И}}$ подаётся на вход амплитудного детектора (АД), реализованного на транзисторе VT2. Выходное напряжение АД после прохождения через фильтр нижних частот, усилитель на БТ VT1 и делитель напряжения воздействует на напряжение $U_{\text{РГТ}}$, управляющее током транзистора VT6.

В момент включения напряжения питания транзистор VT1 закрыт, а напряжение $U_{\text{РГТ}}$ выбрано таким образом, чтобы обеспечить ток питания $I_{\text{Р}}$, превышающий его значение в стационарном режиме в 1,5-2 раза. Рост амплитуды колебательного напряжения на входе АД приводит снижению напряжения $U_{\text{РГТ}}$ и установлению расчётного стационарного режима.

В работе получена система символических уравнений для RC-АГ с АРА в виде:

$$\begin{cases} T_{\text{А}} pU = \left[\dfrac{I_{\text{Р}}(U_{\text{РГТ}})}{I_{\text{Р0}}} - 1 \right] U, \\ (T_{\Phi} p + 1) U_{\text{РГТ}} = U_{\text{РГТ,Н}} - K_p U_{\text{Д}}(U) \end{cases},$$

где $p = \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$ - оператор дифференцирования, $T_{\text{А}} = \dfrac{2}{3} RC$ - постоянная времени цепи ОС RC-АГ, $I_{\text{Р0}} = \dfrac{24\varphi_{\text{Т}}}{R_{18}}$ - пороговый ток, при котором АГ находится на пороге самовозбуждения, $K_p = \dfrac{\Delta U_{\text{РГТ}}}{\Delta U_{\text{ВХАД}}}$, при условии, что сис-

тема работает на линейном участке детекторной характеристики $U_{Д}(U)$, а БТ VT1 в активной области, $U_{РГТ,Н}$ - начальное напряжение на сопротивлении $R13$, $T_{Ф}$ - постоянная времени фильтра НЧ.

Получено характеристическое уравнение системы АРА, решение которого позволило выбрать постоянную времени фильтра амплитудного детектора, крутизну регулировочной характеристики генератора тока и параметры усилителя системы АРА.

Для оценки СПМ ФМ шумов RC-АГ с АРА были разработаны инженерные методы расчета СПМ ФМ шумов каждого из функциональных узлов схемы АРА (рис. 3). Показано, что уровень ФМ шума RC-АГ с мостом Вина и системой АРА определяется, в основном, тепловыми шумами цепи ОС генератора.

Заключение

Предложена и исследована схема RC-АГ с АРА, позволяющая увеличить запас по самовозбуждению и амплитуду гармонических колебаний выходного напряжения. Получены символические уравнения, позволяющие рассчитать стационарный и переходной режимЫ RC-АГ с АРА. Разработаны рекомендации по выбору параметров схемы для устойчивой работы системы АРА. Для каждого функционального узла получена оценка уровней спектральной плотности мощности АМ и ФМ шумов и оценен их вклад в общий шум АГ.

Авторы выражают благодарность за консультации и плодотворные дискуссии проф. В.Н.Кулешову.

Литература

1. Бондаренко В.Г. RC генераторы синусоидальных колебаний. – М.: Связь, 1976.

2. Sang Hou A., Lin C.E. The new design of AGC circuit for the sinusoidal oscillator with wide oscillation frequency range. - Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol.1, May 2003.

3. Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.М. Исследование режимных и шумовых характеристик *RC*-автогенераторов гармонических колебаний методом укороченных символических уравнений С.И.Евтянова // Вестник МЭИ, 2013, №5.

4. Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.М. Шумовые характеристики *RC*-генераторов гармонических колебаний // Электросвязь, 2014, №5.

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ВЕКТОРНОГО ФОРМИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ «ВЕКТОР» ВЕРСИИ 6.MiMo

"VECTOR" VERSION 6.MiMo. SOFTWARE PACKAGE FOR VECTOR GENERATION AND ANALYSIS OF DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS SIGNALS

Дингес С.И., Пестряков А.В., Соловьев Д.А., rfdesign@yandex.ru,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Dinges S., Pestriakov A., Soloviov D., rfdesign@yandex.ru,
Moscow Technical University of of Communications and Informatics, Moscow

В Московском техническом университете связи и информатики (МТУСИ) разработан информационно-программный комплекс «Вектор», предназначенный для векторного формирования и анализа сигналов современных инфокоммуникационных систем, тестирования отдельных функциональных узлов, радиочастотных блоков и устройств в целом [1,2]. Комплекс позволяет решать задачи обучения современным телекоммуникационным технологиям в образовательных учреждениях и постоянно дополняется новыми модулями. В последней версии 6.MiMo программного комплекса добавлен ряд новых функциональных возможностей, связанных с использованием технологии MIMO (рис. 1).

Рис. 1. Основное окно работы с программой

Положенная в основу программы модель представляет собой систему MIMO с простым вариантом неортогонального пространственно-временного кодирования – **пространственным мультиплексированием,** также известной как архитектура **BLAST**. Структурная схема такой системы с N передающими и M приемными трактами приведена на рисунке 2.

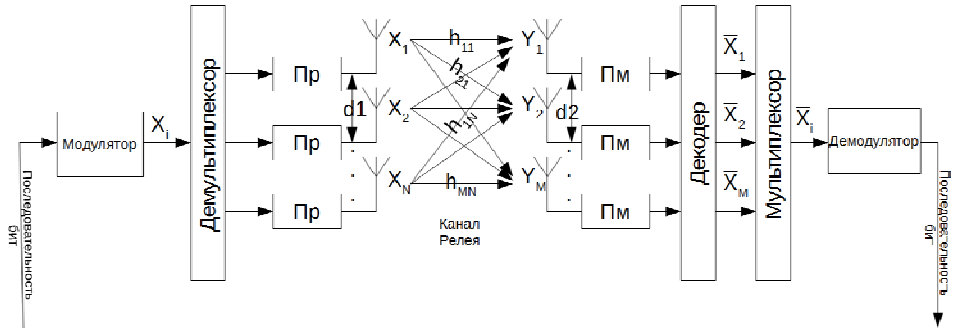


Рис. 2. Структурная схема системы MIMO

Предполагается, что передаваемый вектор информационных символов **X** имеет размерность *N x 1*, и при этом символ $\mathbf{X_i}$ передается через каждую i-ю антенну. Матрица канала **H** является прямоугольной комплексной матрицей размерности *M x N*. Компонент $\mathbf{h_{ij}}$ этой матрицы есть комплексный множитель канала (комплексный коэффициент передачи канала) между j-й передающей антенной и i-й приемной антенной.

Модель принимаемого сигнала на входе приемника может быить представлена в следующей форме: **Y** = **HX** + **n**, где **n** – комплексный случайный гауссовский вектор шумов наблюдения размерности M x 1; **Y** – наблюдаемый вектор размености M x 1.

Следует отметить, что в системе **BLAST** различные информационные потоки излучаются различными передающими антеннами **одновременно и в одной и той же полосе частот**. Разделение принятых информационных потоков на приемной стороне осуществляется с помощью специальных алгоритмов декодирования. В разработанной модели представлены алгоритмы: **Zero Forcing** (ZF), **Minimum Mean Square Error** (MMSE), **Maximum Likelihood** (ML) [3]. На рис. 3 приведены зависимости коэффициента битовых ошибок (BER) от нормированного отношения сигнал/шум (отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума $\mathbf{E_b/N_0}$) для различных алгоритмов декодирования.

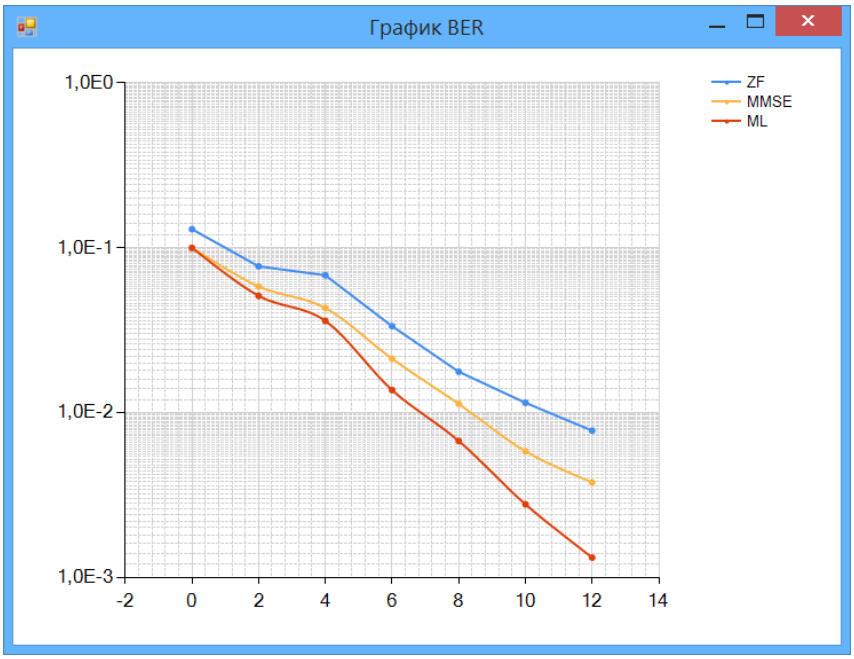


Рис. 3. Сравнение алгоритмов декодирования

В реальных системах беспроводной связи, как правило, имеет место пространственная корреляция замираний между сигналами в различных антеннах. Пространственная корреляция замираний обычно вызывается близким расположением между собой антенн (ближе, чем несколько десятков длин волн). На практике известна простая модель коррелированного канала связи MIMO [4, 5]: $\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2}\mathbf{H}_w\,\mathbf{R}_t^{1/2}$, где $\mathbf{H}_w$ – матрица некоррелированного релеевского канала связи MIMO размености *M x N*, состоящая из комплексных некоррелированных гауссовских случайных величин с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями; $\mathbf{R}_r$ – корреляционная матрица на приеме размености *M x M*; $\mathbf{R}_t$ – корреляционная матрица на передаче размености *N x N*. Для вычисления элементов корреляционных матриц $\mathbf{R}_r$ и $\mathbf{R}_t$ используется соотношение [6, 7, 8]: $\mathbf{R}_{ik} = \mathbf{J}_0((\mathbf{2\pi d/\lambda})(\mathbf{i-k}))$, - где $\mathbf{J}_0(\ldots)$ – функция Бесселя нулевого порядка, **λ** – длина волны, **d** – расстояние между антеннами (передающими или приемными) в единицах длины волны.

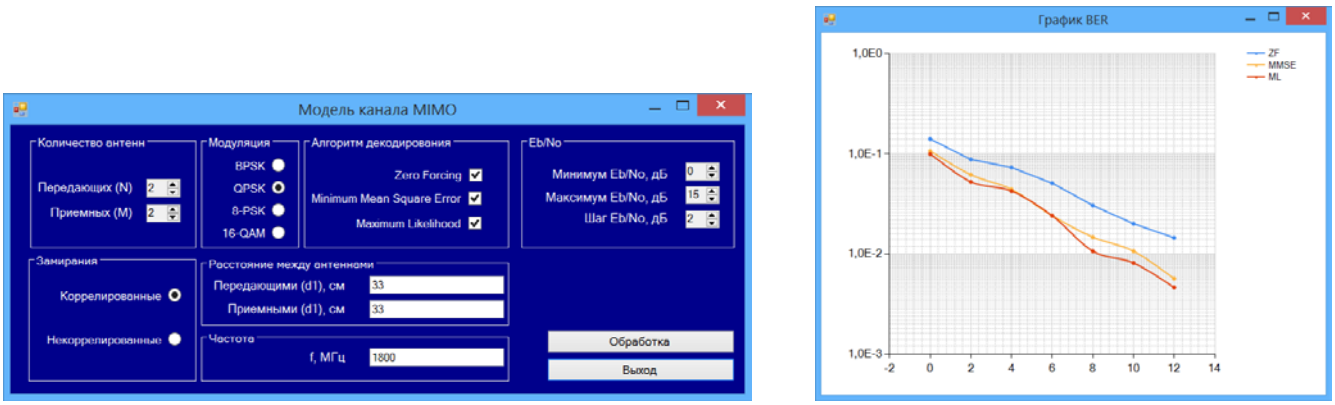


Рис. 4. Демонстрация коррелированного канала MIMO

На рис. 4 приведены зависимости BER от нормированного отношения сигнал/шум для коррелированного канала MIMO. Сравнив полученные результаты с рис. 3 можно заметиить, что **пространственная корреляция** в канале связи MIMO приводит к **увеличению числа битовых ошибок** и, следовательно, к **уменьшению пропускной способности** канала.

Литература

1. Дингес С.И., Пестряков А.В. Программный комплекс формирования и анализа сигналов современных и перспективных телекоммуникационных систем. Труды Международной научно-технической конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», г. Воронеж, М.: Медиа Паблишер, 2014, с. 80-83.

2. Дингес С.И., Колесников И.И., Пестряков А.В. Использование программного комплекса векторного формирования и анализа сигналов «Вектор» в учебном процессе. «T-Comm-Телекоммуникации и транспорт», № 9, 2010.

3. Бакулин М.Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

4. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. – Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2005. – 323 p.

5. Glisic S.G. Advanced Wireless Communications. 4G Cognitive and Cooperative Broadband Technologies. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2007. – 865 p.

6. MIMO System Technology for Wireless Communications / Edited by Gerge Tsoulos. – USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2006. - 378 p.

7. Loyka S., Tsoulos G.V. Estimating MIMO system performance using the Correlation matrix approach // IEEE Commun. Letters. 2002. Vol. 6, No 19.

8. Salz J., Winters J.H. Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile raido // IEEE Trans. Veh. Technol. 1994. Vol. 43. P. 1049-1057.

ГЕНЕРАЦИЯ СВЧ СИГНАЛА В АКТИВНОМ КОЛЬЦЕ, СОДЕРЖАЩЕМ СПИН-ВОЛНОВУЮ ЛИНИЮ ЗАДЕРЖКИ

MICROWAVE GENERATION BY ACTIVE RING BASED ON SPIN-WAVE DELAY LINE

Дроздовский А.В., drozdovskyiav@gmail.com, **Устинов А.Б., Калиникос Б.А.,**
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Abstract

The results of investigation tunable microwave oscillator based on spin-wave delay line are presented. Tuning the operating frequency of the generator by magnetic bias and phase noise signal about 100 dBc/Hz at 10 kHz offset are shown.

Возможность использования активных колец, содержащих спин-волновые линии задержки для генерации СВЧ сигнала с управляемыми параметрами была уже продемонстрирована неоднократно. При этом возможна генерация монохроматических сигналов [1], периодической последовательности импульсов [2] и хаотических сигналов [3] с непосредственной перестройкой несущей магнитным полем. Теоретически уровень фазовых шумов генератора на основе спин-волновой линии задержки должен уменьшаться при увеличении времени задержки сигнала или, иными словами, при увеличении крутизны фазо-частотной характеристики спин-волновой линии задержки. Физически ясно, что увеличение времени задержки сигнала одновременно ведет к увеличению потерь внутри спин-волновой линии задержки.

Целью данной работы являлось исследование влияния времени задержки сигнала внутри спин-волновой линии задержки на спектр фазовых шумов спин-волнового генератора.

Для экспериментального исследования был собран макет генератора, блок-схема которого представлена на рис. 1. Для возбуждения и приема спиновых волн (СВ) был использован макет спин-волновой линии задержки с двухэлементными антеннами типа меандр (*1* на рис.1.). Ширина антенн и расстояние между элементами антенн составляли 50 и 260 мкм, соответственно. Расстояние между возбуждающей и приемной антеннами *d* можно было варьировать в диапазоне от 4 до 19 мм. Сверху на микрополосковые антенны накладывался волновод спиновых волн – *2*, изготовленный из эпитаксиально выращенной на подложке гадолиний галлиевого гранта монокристаллической пленки железо-иттриевого граната (ЖИГ). Пленка ЖИГ имела толщину 13 мкм и намагниченность насыщения 1950 Гс. Полуширина кривой ферромагнитного резонанса ΔH, измеренная на частоте 5.3 ГГц, была равна 0.5 Э. Пленка, имела свободные поверхностные спины. Чтобы избежать отражения СВ от концов волновода, они были сточены под острыми углами. Экспериментальный макет был помещен между полюсами электромагнита *3*, в однородное постоянное магнитное поле - *H*. Поле было направлено в плоскости пленки вдоль антенн спиновых волн. Таким образом, данная ситуация соответствовала случаю распространения поверхностных спиновых волн в пленке феррита. Для усиления сигнала использовался усилитель *4* mini-circuits ZX60-8080E-S+. Суммарная длина линии обратной связи *5* оставляла порядка одного метра. Аттенюатор *6* в схеме использовался для управления режимом генерации кольца. Вывод генерируемого кольцом сигнала осуществлялся через направленный ответвитель *7*. Для измерения спектра и фазовых шумов, сигнал с выхода генератора подавался на анализатор спектра Rohde & Schwarz FSUP26 с опцией измерения фазовых шумов. Подчеркнем, что время задержки сигнала τ_d в кольце соответствует времени, которое затрачивает сигнал на совершение одного круга внутри кольца. Для описанного экспериментального макета данное время задержки зависит от времени задержки сигнала внутри спин-волновой линии задержки и от задержки сигнала в линии обратной связи.

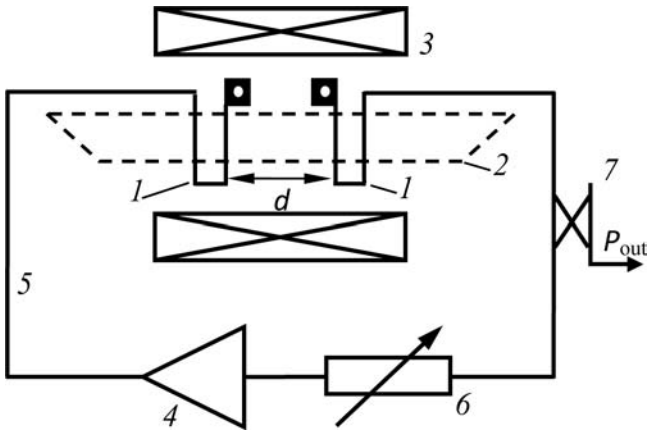


Рис. 1. Блок-схема экспериментального макета

Рассмотрим коротко основные факторы, определяющие спектр фазовых шумов в описанном выше генераторе. Формула для спектра фазового шума в одиночной боковой полосе вышеописанной генераторной системы, с учетом теплового шума, может быть записана, как [4]

$$L(f_m) = 10\lg\left(\frac{GFkT}{2P}\left[\frac{1}{4\pi^2\tau_d^2}\left(\frac{f_a}{f_m^3}+\frac{1}{f_m^2}\right)+\frac{f_a}{f_m}+1\right]\right), \quad (1)$$

здесь f_m – частота отстройки от частоты генерируемого сигнала; G – коэффициент усиления усилителя; F – коэффициент шума усилителя; k – постоянная Больцмана; T – температура; P – мощность сигнала; f_0 – частота генерируемого сигнала; τ_d – время задержки СВЧ-сигнала внутри активного кольца; f_a – частота отстройки, на которой возникает фликер-шум активного элемента (усилителя). Множитель $GFkT/2P$ – фактически определяет порог тепловых шумов генерируемого сигнала и теоретически может быть уменьшен за счет уменьшения необходимого коэффициента усиления и коэффициента шума усилителя. Из данной формулы следует, что теоретически минимально возможное значение уровня фазовых шумов генерируемого в такой системе сигнала определяется величиной времени задержки сигнала внутри активного кольца, тепловым шумом устройства и частотой возникновения фликкер-шума активного элемента. Время задержки сигнала в спин-волновой линии задержки определяется расстоянием между возбуждающей и приемной антеннами, как $\tau_{d_dl}=L/V_{gr}(\omega)$, здесь $V_{gr}(\omega)$ – групповая скорость спиновых волн на частоте генерации сигнала. Теоретически время задержки может принимать любые значения, в отличие от добротности резонатора, и такой генератор оказывается выгоднее генератора, содержащего резонатор в качестве частотозадающего элемента.

Для начала генерации сигнала в подобном активном кольце, описанном выше, необходимо одновременное выполнение двух условий. Условия компенсации потерь в активном кольце усилителем и условия фазового синхронизма. При проведении эксперимента макет, при помощи аттенюатора, переводился в режим монохроматической генерации сигнала, так, что бы значение G составляло минимально возможное значение для начала устойчивой генерации. Путем изменения величины магнитного поля удалось перестроить частоту генерируемого сигнала в диапазоне 3,5-7 ГГц. На рис. 2 представлены спектры фазовых шумов для различных значений d при H = 1150 Э на частоте 5390 МГц.

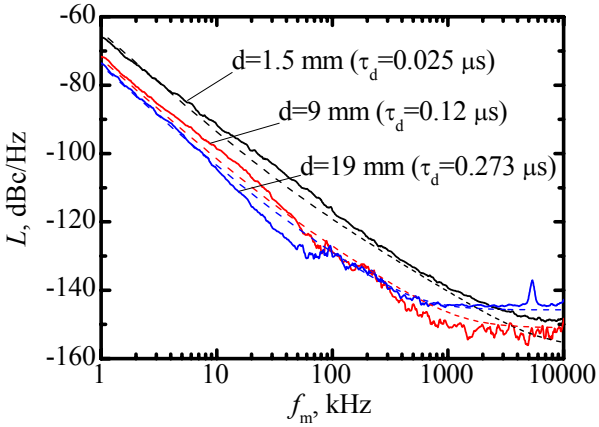


Рис. 2. Спектры фазовых шумов генерируемого сигнала

Из рис. 2. видно, что увеличение *d* приводит к уменьшению уровня спектра фазовых шумов. Например, при увеличении *d* от 1.5 до 19 мм, фазовый шум при отстройке 10 кГц уменьшается с – 93 до – 106 дБн/Гц. Из результатов сопоставления фазовых шумов при отстройке 10 кГц видно качественное и количественное совпадение теоретической и экспериментальной зависимостей.

Таким образом, вышеописанное исследование демонстрирует, возможность применения активного кольца, содержащего спин-волновую линию задержки в качестве основы перестраиваемого малошумящего генератора монохроматического СВЧ-сигнала. При этом спектром фазовых шумов генератора можно эффективно управлять путем подбора расстояния между возбуждающими приемными антеннами спиновых волн.

Литература

1. Ishak W. 4–20 GHz magnetostatic-wave delay-line oscillator // Electronics Letters. – 1983. – Т. 19. – №. 22. – С. 930-931.

2. Kalinikos B. A., Kovshikov N. G., Patton C. E. Self-generation of microwave magnetic envelope soliton trains in yttrium iron garnet thin films //Physical review letters. – 1998. – Т. 80. – №. 19. – С. 4301.

3. Grishin S. V. et al. Self-generation of dissipative solitons in magnonic quasicrystal active ring resonator //Journal of Applied Physics. – 2014. – Т. 115. – №. 5. – С. 053908.

4. Rubiola. E., 2008. Phase noise and frequency stability in oscillators, Cambridge University Press.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР СВЧ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА НА ОСНОВЕ ФЕРРОМАГНИТНОЙ ПЛЕНКИ

MICROWAVE DYNAMICAL CHAOS BROADBAND GENERATOR BASED ON FERRITE FILM

Кондрашов А.В., Устинов А.Б., Калиникос Б.А., kondrashov_av@inbox.ru,
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), г. Санкт-Петербург

Kondrashov A.V., Ustinov A.B., Kalinikos B.A., kondrashov_av@inbox.ru,
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", Saint-Petersburg

Abstract

The present paper is concerned to experimental investigation of a dynamical chaos microwave generator based on a ferrite film. In addition dependences of a chaotic signal fractal dimension on a ring gain coefficient for different magnetic field directions were determined. It is show that in the developed generator different generation regimes could be observed. Also the fractal dimension value of dynamical chaos could be tuned by variation of the ring gain coefficient and magnetic field direction.

В последние годы все большее внимание уделяется исследованиям динамического хаоса, возникающего в различных нелинейных системах и средах. Динамический хаос обладает рядом преимуществ при его использовании в качестве носителя информации, среди которых можно выделить большую информационную емкость, высокий уровень скрытности при передаче сообщений, а также возможность самосинхронизации источника и приемника [1]. В настоящее время предложено большое количество различных конструкций генераторов, работающих как в низкочастотной так и оптической области частот. Особый интерес исследователей привлекает задача создания широкополосных СВЧ генераторов [2-4], что обусловлено возможностью создания, как беспроводных систем связи так и радарных систем нового поколения [5,6]. Основным элементом любого генератора динамического хаоса является нелинейный элемент, физические принципы работы которого позволяют реализовать хаотическую динамику. В ряде недавних работ была показана возможность возникновения хаотической динамики в СВЧ системах на основе ферромагнитных пленок [7,8].

Целью настоящей работы является исследование рабочих характеристик СВЧ генератора динамического хаоса, а также возможности управления этими характеристиками.

Блок-схема генератора СВЧ динамического хаоса представлена на рис. 1. Экспериментальная установка была сконструирована из следующих элементов: спин-волнового фазовращателя, широкополосного полупроводникового СВЧ-усилителя, переменного аттенюатора и направленного ответвителя. Эти элементы были последовательно соединены коаксиальными СВЧ-кабелями, образуя активное резонансное кольцо. Основным элементом фазовращателя являлась монокристаллическая ферромагнитная пленка железоиттриевого граната (ЖИГ) толщиной L = 5,4 мкм и шириной 2 мм, выращенная методом жидкофазной эпитаксии на подложке галлий-гадолиниевого граната. Намагниченность насыщения пленки составляла 1750 Гс.

При намагничивании такой пленки постоянным магнитным полем до насыщения в ней реализуются условия для распространения особого типа волн – волн намагниченности, или другими словами спиновых волн. Нелинейные процессы в таких пленках возникают при очень низких уровнях мощности – единицы милливатт. Возможность электрического управления дисперсией и свойствами спиновых волн позволяют создать управляемый генератор СВЧ хаотического сигнала. В ходе эксперимента были проведены исследования для трех основных направлений намагничивания – нормального (ПОСВ), касательного вдоль направления распространения спиновых волн (ООСВ) и касательного перпендикулярно направлению распространения спиновых волн (ПСВ). Такая экспериментальная установка позволила получить зависимости параметров автогенерируемого хаотического сигнала от направления поля подмагничивания и коэффициента усиления кольца.

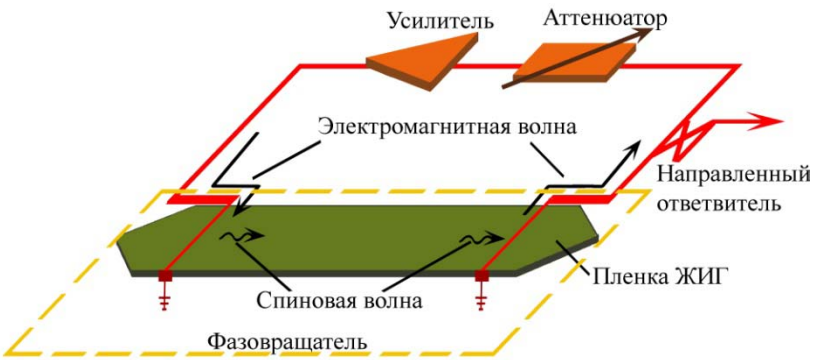


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки

При проведении исследований измерялись спектральные характеристики и временные профили генерируемых сигналов при различных значениях ослабления аттенюатора. При большом значении ослабления кольцо находилось в пассивном режиме. В ходе эксперимента ослабление аттенюатора постепенно уменьшалось. При полной компенсации потерь возникала автогенерация монохроматического сигнала. Частота сигнала определялась напряженностью магнитного поля и направлением намагничивания и была порядка 5 ГГц. Значение коэффициента усиления кольца G, соответствовавшее возникновению (“порогу”) монохроматической автогенерации, было принято за нулевое значение, то есть G = 0 дБ. Дальнейшее увеличение коэффициента усиления приводило к тому, что мощность волны, циркулирующей в кольце, начинала превышать порог параметрического возбуждения спин-системы пленки ЖИГ, в результате чего в фазовращателе возникали параметрические четырехволновые процессы взаимодействия спиновых волн.

В результате этого в спектре генерируемого сигнала возникали новые гармоники, и режим генерации монохроматического сигнала сменялся режимом генерации периодической последовательности нелинейных импульсов – солитонов огибающей. Затем генератор переходил в режим генерации нелинейных импульсов несолитонной формы. Дальнейшее увеличение коэффициента усиления приводило к генерации динамического хаоса. Ширина спектра хаотического сигнала была порядка нескольких сотен мегагерц. Как и в случае монохроматической генерации ширина спектра сильно зависела от значения напряженности магнитного поля и направления намагничивания. Описанный переход к генерации СВЧ динамического хаоса был характерен для всех трех направлений намагничивания.

По полученным временным реализациям были построены фазовые портреты и рассчитаны значения фрактальной размерности для разных значений коэффициента усиления кольца. Так для всех трех основных направлений намагничивания в фазовом пространстве при G = 0 дБ возникал аттрактор в форме устойчивой точки. При увеличении коэффициента усиления кольца он сменялся предельным циклом. Далее происходило разрушение предельного цикла, и в фазовом пространстве возникал двумерный тор. При переходе к хаотической динамике образовывался странный аттрактор. Анализ полученных результатов показал, что процесс развития хаотической динамики в кольце происходил по сценарию Рюэля-Такенса.

Расчет фрактальной размерности был выполнен в соответствии с алгоритмом Грассбергера-Прокаччиа. По результатам расчета были построены графики зависимости фрактальной размерности от значения коэффициента усиления кольца для трех основных направлений намагничевания На рис. 2 показаны эти зависимости. Увеличение коэффициента усиления приводит к росту фрактальной размерности. Как можно видеть из рисунка, диапазон значений G, при которых генератор работает в области регулярной динамики совпадает для всех трех типов волн. Скачковое изменение фрактальной размерности объясняется возникновением последовательности бифуркаций. Изменяя направление намагничивания можно изменять скорость нарастания фрактальной размерности с ростом коэффициента усиления. Наиболее быстрый рост зависимости соответствует ПОСВ, максимальное значение фрактальной размерности равнялось 11,6.

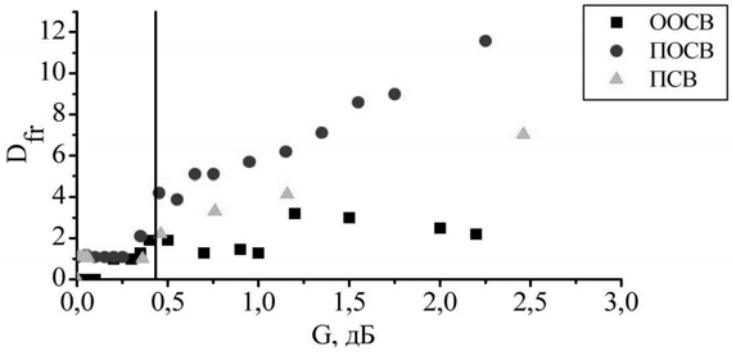


Рис. 2. Зависимость фрактальной размерности от коэффициента усиления кольца для трех основных направлений намагничивания

Литература

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Издательство Физико-математической литературы, 2002. 252 с.

2. Bakemeier L., Alvermann A., and Fehske H., Phys. Rev. Lett. 114, 013601 (2015).

3. Hramov A.E., et al., Phys. Rev. Lett. 112, 116603 (2014).

4. Wang L.X., et al., Appl. Opt. 51, 2935-2940 (2012).

5. Chaotic Signals in Digital Communications, ed. by Marcio Eisencraft, Romis Attux, Ricardo Suyama (CRC Press, Boca Raton, 2013).

6. Chaotic Signal Processing ed. by H. Leung (SIAM, Philadelphia, 2013).

7. Alexey B.Ustinov, et al., Phys. Rev. Letters, 106, 017201 (2011).

8. Гришин С.В. и др., ПЖТФ, 37, 96 (2010).

КОЛЬЦЕВЫЕ ГУН КВАДРАТУРНЫХ КОЛЕБАНИЙ: ТЕОРИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ ADS

RING STRUCTURE LC QUADRATURE VCO: THEORY AND ADS-SIMULATION

Кочемасов Д.В., KochemasovDV@gmail.com, **Кулешов В.Н.**, vnk37@mail.ru,
Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Kochemasov D.V., KochemasovDV@gmail.com, **Kuleshov V.N.**, vnk37@mail.ru,
National Research University «MPEI», Moscow

Abstract

Noise properties of the ring quadrature oscillators (RQO) models are investigated. Results of theoretic calculation of PM and AM noises power spectral densities (PSD) were verified by ADS simulation. An influence of supply current noise and varicaps nonlinearities on the PM and AM noises PSD was investigated using ADS simulation.

1. Введение

Теоретический анализ режимных и шумовых характеристик кольцевых автогенераторов квадратурных колебаний (АГКК) с одноконтурными цепями связи между усилительными каскадами, представленный в статье [1], позволил получить простые аналитические соотношения для расчёта и исследования режимных и шумовых характеристик таких АГКК. Эти соотношения были проверены моделированием в программной среде Advanced Design System (ADS) [2].

В докладе приводятся результаты этой проверки, а также результаты исследования влияния перехода от упрощенной модели к более сложным и точным на режимные и шумовые характеристики АГКК.

2. Схема и модель АГКК. Результаты теоретических оценок ФМ и АМ шумов

На рисунке 1 показана реализованная в среде ADS электрическая схема АГКК, управляемого по частоте напряжением (ГУН). Если в этой схеме варикапы заменить постоянными емкостями, а токовые зеркала, используемые в качестве генераторов постоянных токов питания эмиттерных цепей дифференциальных усилителей (ДУ), заменить идеальными источниками постоянных токов, то эта схема сведётся к схеме, проанализированной теоретически в работе [1].

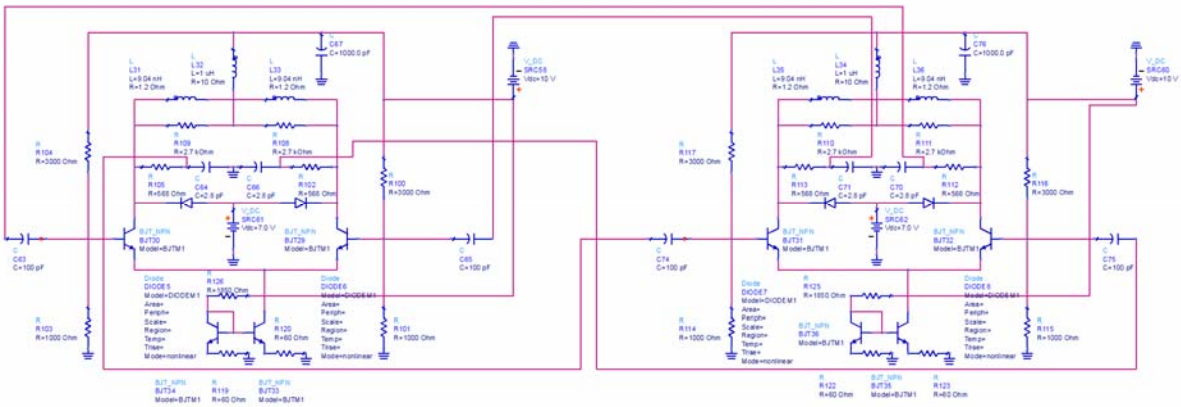


Рис. 1

Если при расчёте этой схемы для описания транзисторов ДУ использовать модель Эберса-Молла с пренебрежимо малым током базы, то для расчёта режимных и шумовых характеристик справедливы результаты, полученные в работе [1].

Для спектральных плотностей мощности (СПМ) фазовых $S_\varphi(F)$ и относительных амплитудных $S_a(F)$ флуктуаций в [1] были получены выражения:

$$S_{\varphi 1}(F) = S_{\varphi 2}(F) = S_\varphi(F) = \frac{f_p^2}{4Q_н^2F^2}\frac{[4Q_н^2F^2/f_p^2]+2}{[4Q_н^2F^2/f_p^2]+4}\cdot S_{n.s}(F)\,, \tag{1}$$

$$S_{a1}(F) = S_{a2}(F) = S_a(F) = \frac{\left([4Q_i^2F^2/f_p^2]+1+\lambda^2\right)S_{n.c}(F)}{\left([4Q_i^2F^2/f_p^2]+[1-\lambda]^2\right)\left([4Q_i^2F^2/f_p^2]+[1+\lambda]^2\right)}\,, \tag{2}$$

где $S_{n.c}(F)$ и $S_{n.s}(F)$ - СПМ нормированных синфазной с первой гармоникой тока транзисторов ДУ и квадратурной с ней составляющих шумовых токов транзисторов ДУ, f_p - частота автоколебаний, Q_i - добротности нагруженных контуров АГКК, λ - отношение локальной крутизны колебательной характеристики каждого ДУ к её средней крутизне.

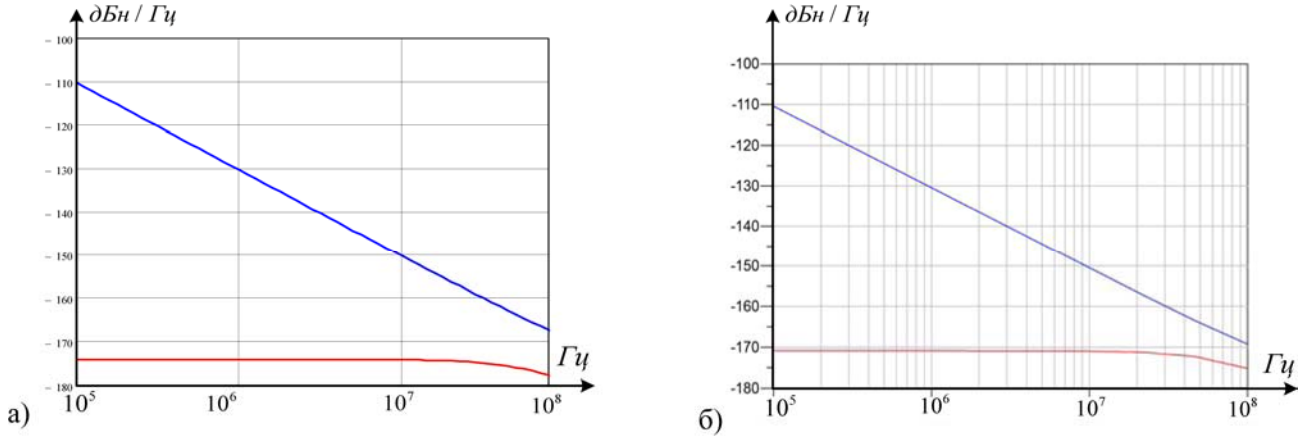


Рис. 2

Результаты расчёта СПМ фазовых и амплитудных шумов такого АГКК, полученные аналитически (рис. 2,а) и моделированием в среде ADS (рис. 2,б) с параметрами $f_p = 1ГГц$, $Q_i = 7$, $\lambda = 0{,}1$, запас по самовозбуждению Ф=3, ток питания I_0=4,2 мА, амплитуды первых гармоник токов коллекторов I_1=5мА, резонансные сопротивления контуров $R_{Kн}$=400 Ом, мощности в контурах $P_{1\Sigma}$ = 5 мВт хорошо согласуются между собой. (Различие СПМ АМ шумов на 3 дБн/Гц связано с тем, что в среде ADS рассчитываются суммарные АМ шумы в двух боковых полосах.)

3. Моделирование АГКК с реальными генераторами токов питания

Опираясь на этот результат, рассмотрим влияние перехода от схемы с идеальными генераторами токов питания эмиттерных цепей транзисторов ДУ к схеме с реальными токовыми зеркалами (ТЗ), показанной на рис.1. На рис. 3 показаны СПМ ФМ (синие линии) и АМ (красные линии) шумов рассматриваемого АГКК при питании его по цепи эмиттера от ТЗ без шумоподавляющих сопротивлений (ШПС) в эмиттерных цепях его транзисторов (рис. 3,а) и от ТЗ с ШПС с номиналом 60 Ом (рис. 3,б).

Сравнение рис.3,а с рис.2,а показывает, что вклад шумов ТЗ без ШПС привёл к увеличению ФМ шума АГКК на 7 дБн/Гц, а АМ шума – на 20 дБн/Гц. Введение ШПС в транзисторы ТЗ, как видно из сравнения рис.3,б с рис.3,а и рис.2,б, снижает уровень ФМ шумов АГКК до величины, полученной в схеме с идеальным генератором тока питания, а уровень АМ шумов до величины, превышающей аналогичную величину в схеме с идеальным генератором тока питания на 9 дБн/Гц.

Последняя группа вопросов, ответ на которые получен в рамках данной работы, связана с оценкой влияния перехода от схемы с постоянными контурными емкостями к схеме с варикапами на шумовые характеристики АГКК-ГУН. На рис. 4 приведены СПМ ФМ и АМ шумов АГКК-ГУН, варикапы в контурах которых на средней частоте имеют такие же ёмкости, как конденсаторы в схемах, характеристики которых приведены на рис.3, а полоса электрической перестройки составляет 14% от средней частоты.

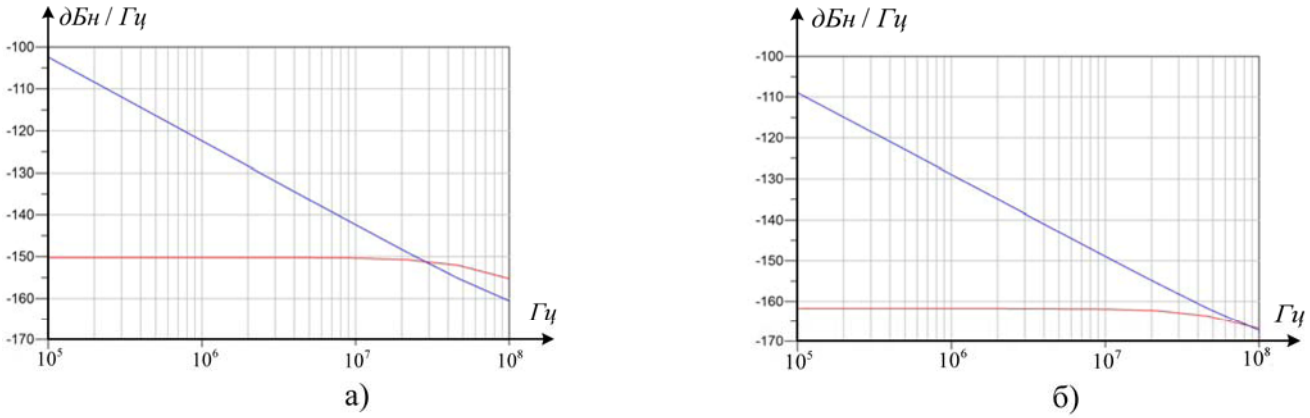


Рис. 3

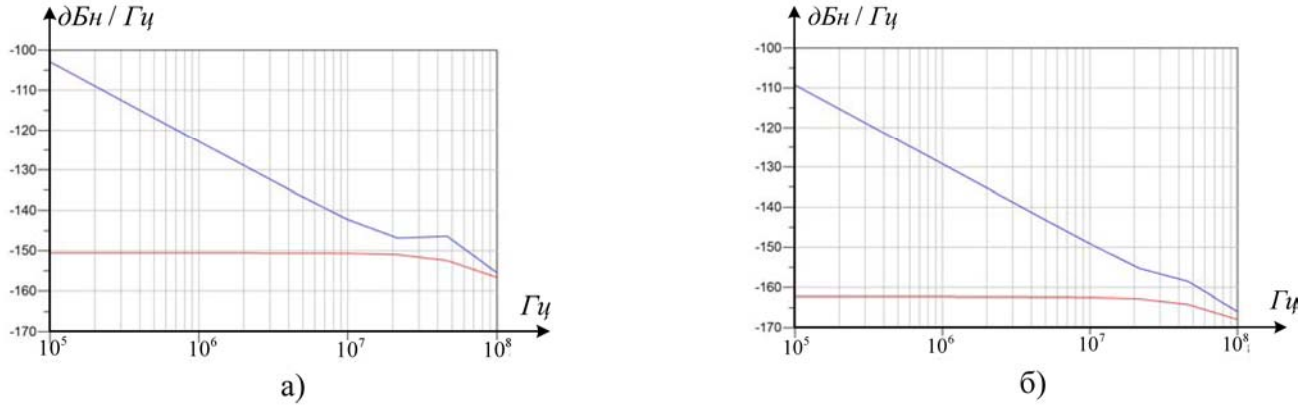


Рис. 4

Из рис. 4,а, где приведены СПМ ФМ и АМ шумов ГУН, питаемого от ТЗ без ШПС, видно, что в области отстроек от несущей, не превышающих 1% от центральной частоты,

СПМ ФМ и АМ шумов ГУН совпадают с СПМ соответствующих шумов АГКК с постоянными емкостями. Существенные изменения в поведении СПМ ФМ шумов при сохранении поведения СПМ АМ шумов наблюдаются при отстройках, превышающих 1%. Аналогичные изменения в СПМ ФМ и АМ шумов наблюдаются при переходе от схемы с постоянными контурными емкостями к схеме с варикапами в АГКК, питаемых от токовых зеркал с ШПС.

Важно отметить, что и в схеме с варикапами при переходе от питания эмиттерных цепей от идеального генератора тока к питанию этих цепей от токового зеркала с шумоподавляющими сопротивлениями уровни ФМ шумов при отстройках от несущей , не превышающих 20-30% от полуширины полосы контуров АГКК, уровни СПМ ФМ шумов остаются неизменными.

Уровни СПМ АМ шумов, возросшие при переходе от схемы АГКК с питанием эмиттерных цепей от идеальных генераторов постоянных токов к схеме с питанием этих цепей от токовых зеркал с ШПС, не изменяются, если постоянные ёмкости в контурах заменяются варикапами, обеспечивающими перестройку по частоте порядка 14%.

4. Заключение

Представлены результаты исследования методом моделирования в среде ADS влияния реальных генераторов токов питания эмиттерных цепей кольцевых АГКК на ДУ на уровни ФМ и АМ шумов как генераторов с постоянными емкостями, так и генераторов с варикапами. В докладе будет дано физическое пояснение полученных результатов.

Литература

1. Кулешов В.Н., Кочемасов Д.В. ФМ и АМ шумы кольцевых LC-АГКК с фазирующими RC-цепям // Электросвязь 2015, №5.

2. ADS Documentation http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads15/manuals.htm.

ГЕНЕРАТОР КВАДРАТУРНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА ОСНОВЕ ДВУХ ВЗАИМНО СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

QUADRATURE OSCILLATIONS SOURCE, CONSISTING OF TWO MUTUALLY SYNCHRONISED OSCILLATORS

Кулешов В.Н., vnk37@mail.ru, **Кочемасов Д.В.,** KochemasovDV@gmail.com,
Чернова К.И., *Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва*

Kochemasov D.V., KochemasovDV@gmail.com, **Kuleshov V.N.,** vnk37@mail.ru, **Chernova K.I.,**
National Research University «MPEI», Moscow

Abstract

Results of theoretical analysis of quadrature oscillation source consisting of two mutually synchronized oscillators are presented. It is shown that to provide generation of single frequency quadrature oscillations it is important to take into consideration the phase delay, introduced by active devices, that are used in the synchronized oscillators.

Введение

Генераторы квадратурных колебаний (ГКК), состоящие из двух взаимно синхронизированных автогенераторов (АГ), исследовались качественными методами, методами моделирования и экспериментально [1]. Теоретический анализ ГКК на безинерционных дифференциальных активных приборах (ДАП) [2] показал, что в них существует два локально устойчивых стационарных режима с разными рабочими частотами. Проведённое в данной работе исследование влияния фазового сдвига, вносимого ДАП, на работу ГКК показало, что учет инерционности ДАП позволяет выявить условия реализации в таких ГКК одночастотных режимов квадратурных колебаний.

1. Схема и модель ГКК на основе двух двухтактных АГ с взаимной синхронизацией на частоте, близкой к частоте автоколебаний

Схема рассматриваемого ГКК показана на рис. 1. В этой схеме УГТ связи первого генератора со вторым управляется напряжением, снимаемым с контура первого генератора, а УГТ связи второго генератора с первым управляется напряжением, снимаемым с контура второго генератора.

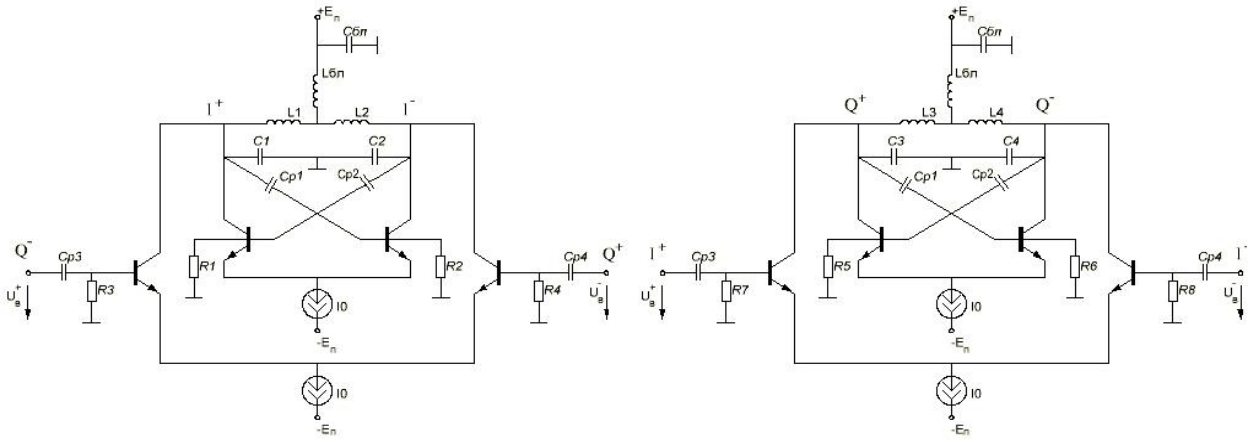


Рис. 1

На рис. 2 показана модель исследуемого ГКК. В этой модели в выражениях для управляемых генераторов токов учитывался вклад обоих биполярных транзисторов (БТ) ДАП. Как и в [2] предполагалось,

что проходные характеристики БТ описываются моделью Эберса-Молла, а входные токи БТ пренебрежимо малы.

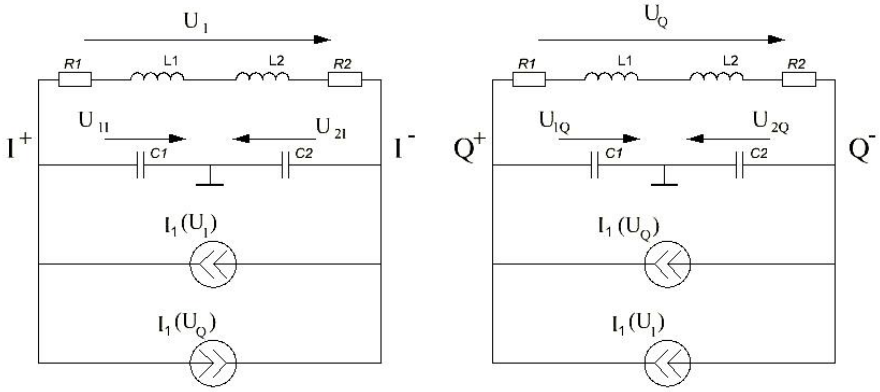


Рис. 2

2. Теоретический анализ исследуемого генератора

Система укороченных символических уравнений, описывающих стационарные и переходные режимы в модели ГКК рис.2, имеет следующий вид [3]:

$$\left[T\left(p+j\Delta\omega\right)+1\right]\dot{U}_I = R\left[I_{1\Gamma}\left[U_I(t)\right]e^{j\varphi_{U.I}(t)-j\varphi_S} - I_{1\Gamma}[U_Q(t)]e^{j\varphi_Q(t)-j\varphi_S}\right], \quad (1)$$

$$\left[T\left(p+j\Delta\omega\right)+1\right]\dot{U}_Q = R\left[I_{1\Gamma}[U_Q(t)]e^{j\varphi_{U.Q}(t)-j\varphi_S} + I_{1\Gamma}\left[U_I(t)\right]e^{j\varphi_{U.I}(t)-j\varphi_S}\right]. \quad (2)$$

Эти уравнения записаны относительно комплексных амплитуд первых гармоник напряжений и токов, причём $p = d/dt$ – оператор дифференцирования по времени, а $(-\varphi_S)$ – запаздывание фаз первых гармоник токов ДАП относительно управляющих напряжений, $\Delta\omega = \omega_{\text{ã}} - \omega_{\text{ð}}$ – поправка на частоту, т.е. сдвиг частоты генерации относительно резонансных частот контуров, которые предполагаются одинаковыми.

Вытекающая из (1), (2) система уравнений стационарных режимов ГКК имеет вид:

$$\left[j\Delta\omega T+1\right]U_I e^{j\varphi_{U.I}(t)} = R\left[I_{1\Gamma}\left[U_I(t)\right]e^{j\varphi_{U.I}(t)-j\varphi_S} - I_{1\Gamma}[U_Q(t)]e^{j\varphi_{U.Q}(t)-j\varphi_S}\right], \quad (3)$$

$$\left[j\Delta\omega T+1\right]U_Q e^{j\varphi_{U.Q}(t)} = R\left[I_{1\Gamma}[U_Q(t)]e^{j\varphi_{U.Q}(t)-j\varphi_S} + I_{1\Gamma}\left[U_I(t)\right]e^{j\varphi_{U.I}(t)-j\varphi_S}\right]. \quad (4)$$

Из этих уравнений следует, что в рассматриваемом ГКК могут существовать два стационарных режима, в которых поправки на частоту определяются выражением:

$$(\Delta\omega T)_{1,2} = tg(-\varphi_S \pm \frac{\pi}{4}), \quad (5)$$

а стационарные амплитуды находятся из уравнения:

$$I_{1\hat{A}}\left[(U)_{1,2}\right] = \frac{\sqrt{1+[(\Delta\omega T)_{1,2}]^2}}{\sqrt{2}R}(U)_{1,2}. \quad (6)$$

На рис.3 приведены примеры графических решений уравнений стационарного режима для случаев, когда $\varphi_S = 0$ (безинерционный ДАП) и когда $\varphi_S = 30^\circ$.

В первом случае существует два стационарных режима с одинаковыми запасами по самовозбуждению Ф = 2, но различными частотами, что было обнаружено в [2]. Во втором случае для верхней из частот выполнения условия баланса фаз $(\Delta\omega T)_1 = 0,268$ и запас по самовозбуждению увеличивается почти в 1,5 раза, а для нижней из этих частот условие самовозбуждения перестаёт выполняться. Поэтому в таком АГ существует единственный режим генерации квадратурных колебаний.

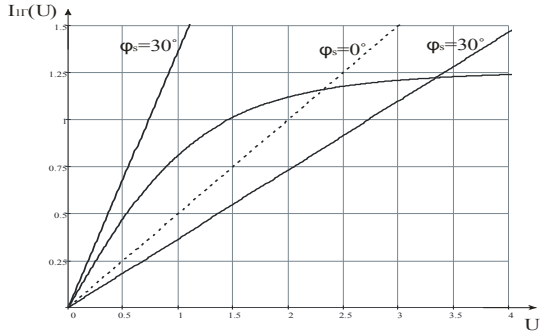


Рис. 3

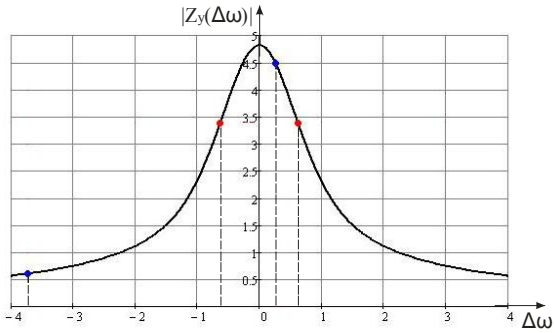


Рис. 4

3. Моделирование рассматриваемого АГКК в программной среде ADS

Для проверки сделанных выводов было проведено моделирование АГКК, работавшего на частоте, близкой к 1 ГГц, с инерционной моделью биполярных транзисторов, вносящей фазовое запаздывание, близкое к (-30^0) . Схема модели приведена на рис. 5.

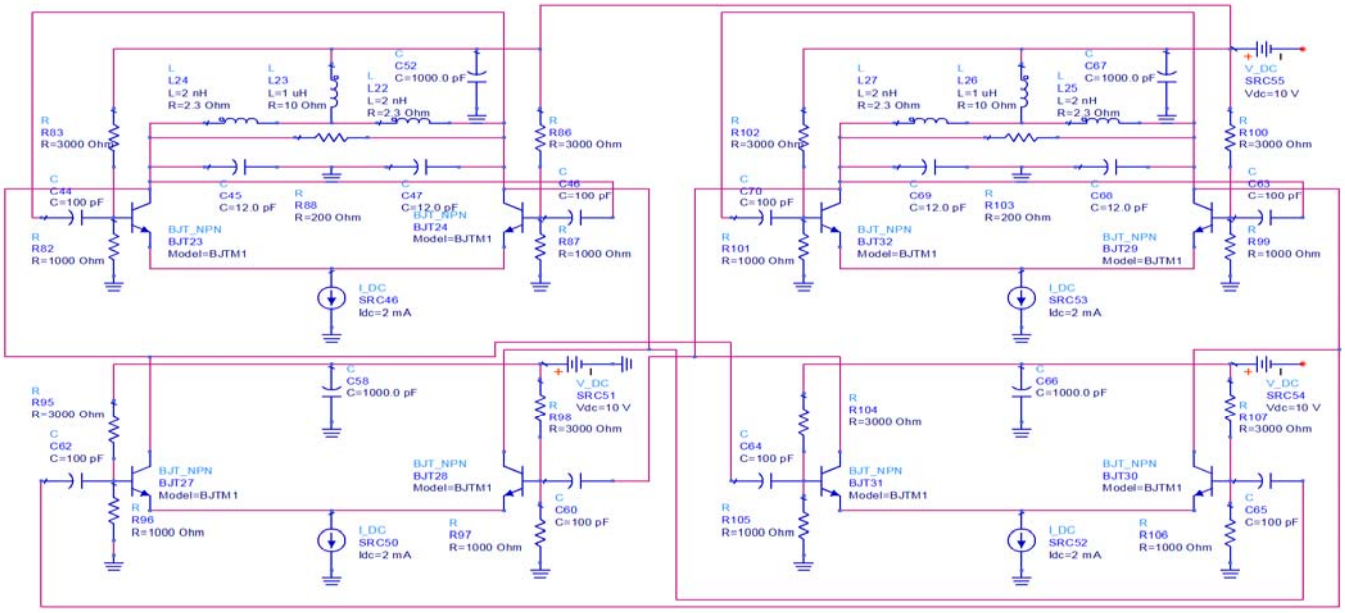


Рис. 5

В этом АГ реализован единственный устойчивый стационарный режим с частотой колебаний, близкой к резонансной частоте контуров и четырьмя квадратурными гармоническими колебаниями на выходах.

Заключение

Теоретически показано, что учет инерционности ДАП при расчёте рассмотренных АГКК принципиально важен, т.к. он позволяет определить условия реализации единственного устойчивого режима колебаний. Результаты теоретического анализа проверены моделированием в среде ADS.

Литература

1. **Mazzanti A., Svelto F.** A 1.8- GHz Injection-Locked Quadrature CMOS VCO with Low Phase Noise and High Phase Accuracy // IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Regular Papers, vol. 53, no. 3, March 2006, pp. 554-560.

2. **Чернова К.И.** Формирование квадратурных колебаний в автогенераторах с взаимной синхронизацией на частоте автоколебаний // Тезисы докладов 20-й Международн. науч-тех. конф. студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», 27-28 февр. 2014. – М.: Изд. дом МЭИ. Т. 1, 2014. – С. 38.

3. **Капранов М.В., Кулешов В.Н., Уткин Г.М.** Теория колебаний в радиотехнике. – М.: Наука, 1984. – 320 с.

ЦИФРОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ - СОВРЕМЕННЫЕ СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ УЗЛОВ

DIRECT DIGITAL SYNTHESIZERS – MODERN METHODS OF UNITS DESIGNING

Кочемасов В.Н., kochemasov@srd.mtuci.ru, **Черкашин А.А.**, alexander@radiocomp.net,
Московский технический университет связи и информатики, ООО «Радиокомп», г. Москва

Kochemasov V.N., Cherkashin A.A.,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Radiocomp, LLC, Moscow

Abstract
Thanks to a number of advantages, direct digital synthesizers (DDS) are increasingly being used in frequency synthesis systems and signals. This report describes the modern techniques of construction of units that are part of a DDS.

Аннотация
Благодаря ряду преимуществ, цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) все активнее используются в системах синтеза частот и сигналов. Доклад посвящен современным методам построения узлов, входящих в состав ЦВС.

Неотъемлемым элементом большинства радиотехнических устройств являются системы синтеза частот и сигналов. Один из основных типов синтезаторов частот – цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). Высокое разрешение по частоте и фазе, максимально быстрый переход на другую частоту без разрыва фазы, возможность управления частотой, фазой, а иногда и амплитудой по цифровому интерфейсу постоянно расширяют сферу применения ЦВС в различных областях техники.

Со времени первого опубликования [1] структурная схема ЦВС не претерпела коренных изменений. В состав ЦВС (рис.1) входят следующие блоки: накопитель кода фазы (НКФ), функциональный преобразователь (ФП) фаза–синус, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). На выходе ЦВС ставится фильтр нижних частот (ФНЧ).

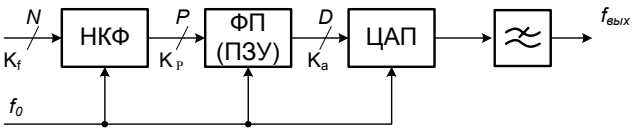


Рис. 1. Структурная схема ЦВС

Процесс синтеза частоты выглядит следующим образом. НКФ формирует код фазы K, значение которого изменяется линейно от периода к периоду с шагом, равным коду частоты K_f. Затем код фазы преобразуется в код амплитуды K_a в соответствии с гармонической функцией. Далее на основании кода амплитуды ЦАП формирует аналоговый сигнал, который после фильтрации в ФНЧ принимает гармоническую форму. Выходная частота определяется по формуле:

$$f_{\text{вых}} = \frac{K_f}{2^N} \cdot f_0 .$$

Если возникает необходимость управления амплитудой выходного сигнала (в соответствии с еще одним кодом – K_y), в разрыв между функциональным и цифроаналоговым преобразователями включается перемножитель кодов K_a, K_y и на цифроаналоговый преобразователь подается код $K_{ay}= K_a \cdot K_y$.

Рассмотрим принципы построения узлов, входящих в состав ЦВС, за исключением ФНЧ.

Накопители кода фазы

Основной задачей при построении НКФ является повышение скорости функционирования (тактовой частоты). Для достижения этой цели применяются конвейерные сумматоры (в иностранной литературе – pipelined adder), а также сумматоры с параллельным (ускоренным) переносом (CLA, carry look ahead), сумматоры Брента-Кунга (BK) и схемы условного суммирования (CA) [2]. Сравнение различных реализаций НКФ (табл.1) позволяет сделать вывод, что переход от технологии 0,25 мкм к технологии

0,18 мкм дает при прочих равных условиях приблизительно троекратный выигрыш в потреблении и двукратный выигрыш в площади. Кроме того, в 1,5-2 раза повышается предельное быстродействие. С точки зрения архитектуры наилучшими характеристиками обладают сумматоры с ускоренным переносом и сумматоры Брента-Кунга. Архитектура условного суммирования дает, как правило, худшие результаты, как по площади ИС, так и по быстродействию. Сравнительные характеристики различных архитектур построения накопителей кодов представлены в табл. 1 [3].

Таблица 1

Сравнение различных архитектур построения накопителей кодов

Технология, мкм	Архитектура	Максимальная рабочая частота, МГц	Потребляемая мощность, мВт		Площадь устройства, мкм^2
			На частоте 250 МГц	На частоте 500 МГц	
0.25	CLA	380	27	-	36247
0.25	BK	450	27.6	-	35308
0.25	RCA	260	27.2	-	33563
0.18	CLA	510	10.8	21.6	22103
0.18	BK	510	11.1	22.3	23284
0.18	CA	497	11.7	23.4	25862

Функциональные преобразователи

В классическом ЦВС (см. рис. 1) функциональный преобразователь реализован на основе ПЗУ, хранящего табличную функцию синуса. Повышение точности преобразования фазы в отсчеты гармонической функции, и, как следствие, улучшение спектральных характеристик выходного сигнала ведет к существенному увеличению объема памяти и к увеличению энергопотребления, а также к снижению быстродействия. Практическое применение нашли два способа построения ФП, позволяющие добиться улучшения характеристик ЦВС: сокращение объема ПЗУ (компрессия) и использование аппроксимационных вычислительных методов. Кроме того, используются комбинации этих способов.

Простейший способ уменьшения необходимого объема памяти заключается в использовании свойства симметричности функции синуса. При этом в ПЗУ записываются значения синуса на интервале, равном четверти периода (квадранте), т.е. вместо функции $\sin(p \cdot 2\pi)$ используют функцию $\sin(p \cdot \pi/2)$, где $0 \le p \le 1$. При этом код фазы на входе ФП уменьшается на два разряда ($Q=P-2$). Формирование полного периода гармонической функции возможно также, если известно ее значение на интервале $[0, \pi/4]$.

Большое количество методов сжатия памяти основано на применении интерполяции гармонической функции. В этом случае один блок памяти разбивается на два или более. Здесь можно выделить архитектуры Сандерленда и Николаса [4].

Другая группа работ по реализации ФП посвящена методам полиномиальной аппроксимации гармонической функции. Здесь в основном реализуется следующий общий подход: один квадрант гармонической функции равномерно или неэквидистантно разбивается по фазе на несколько сегментов, внутри которых производится интерполяция гармонической функции отрезками полиномиальных функций различных порядков. С ростом порядка полинома и числа сегментов существенно улучшаются потенциальные значения показателей качества формирования сигнала.

На сегодняшний день известно достаточно много способов реализации методов аппроксимации и интерполяции, в том числе [3]:

- аппроксимация рядом Тейлора;
- аппроксимация различных порядков полиномами Чебышева, Лежандра и др.;
- метод равных сегментов;
- косинусоидальная аппроксимация;
- квазилинейный полиномиальный метод интерполяции;
- неэквидистантная кусочно-линейная интерполяция.

В табл.2 приведены сравнительные характеристики нескольких ЦВС, построенных на основе описанных методов. Следует отметить, что во многих зарубежных работах, посвященных способам построения ФП, ЦАП является внешним устройством и не включается в состав тестовой БИС. Таким об-

разом, значения SFDR (Spurious Free Dynamic Range – динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих), приведенные в таблице непосредственно отражают вклад ФП в этот параметр.

ЦВС с параллельной работой цифровых блоков

Высокую частоту на выходе ЦВС при разумных значениях потребляемой мощности можно получить, применив распараллеливание цифровых узлов ЦВС [5-7].

Таблица 2

Характеристики ФП, представленных в зарубежных публикациях

Метод Построения ФП	Разрядность накопителя фазы, бит	Технологический процесс изготовления СБИС, мкм	SFDR, дБн	Максимальная тактовая частота, МГц	Потребляемая мощность, (мкВт/МГц)
Кусочно-линейная аппроксимация	24	0.25	83.6	526	102
Уменьшение объема ПЗУ	24	0.25	80	714	64.5
			101	201	61.7
Кусочно-линейная аппроксимация с двумя наклонами	24	0.25	80	600	127
Полиномиальная аппроксимация 8-го порядка	16	0.18	95	500	160
Неэквидистантная кусочно-линейная аппроксимация	24	0.13	90.3	1000	10.2
Полиномиальная аппроксимация 4-го порядка	24	0.13	72.2	210	11.6

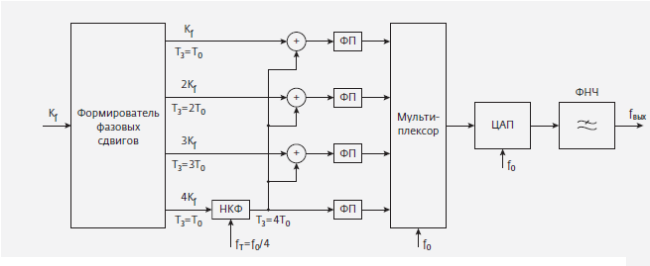


Рис. 2. Структурная схема ЦВС с параллельной работой цифровых блоков

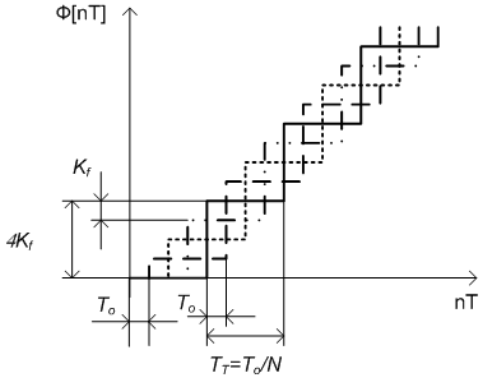


Рис. 3. Иллюстрация работы НКФ в ЦВС с параллельной работой цифровых блоков

Один из вариантов – четырехканальный ЦВС с распараллеливанием ФП (рис.2). В нем НКФ, работающий на частоте fт = f0/4, задает опорный код (рис. 3, сплошная линия). Формирователь фазовых сдвигов выдает на первом, втором и третьем сверху (см. рис. 11) выходах коды (штриховая, пунктирная и штртихпунктирная линии соответственно на рис. 3) с задержкой T0 = 1/f0 друг относительно друга. Эти коды подаются на сумматоры, где складываются с опорным кодом. Таким образом, коды фазы на входах функциональных преобразователей и соответствующие им значения отсчетов синусоидальной функции изменяются с частотой fт. Мультиплексор, переключаемый с тактовой частотой f0, обеспечивает последовательную передачу кодов синусоидальной функции в цифроаналоговый преобразователь. Подобное техническое решение используется, в частности, в ЦВС, выпускаемых компаниями Analog Devices и ЭЛВИС [8].

Цифро-аналоговые преобразователи

Требования к ЦАП для ЦВС обуславливаются параметрами синтезированного сигнала: диапазоном, свободным от паразитных спектральных составляющих (SFDR) и фазовым шумом. Обычно при выборе ЦАП ориентируются на его разрядность. Действительно, с увеличением числа разрядов, снижаются шум квантования и нелинейные искажения. Однако реальные ЦАП, особенно на высоких частотах (выше половины частоты Найквиста), существенно проигрывают по линейности идеальному. В то же время разработчикам проще увеличить число разрядов, чем добиться линейности на высоких частотах, приближающейся

к теоретически возможной. Тем более что такое увеличение все же улучшает параметры синтезатора для низкочастотного (менее четверти частоты Найквиста) сигнала.

Важнейшей характеристикой является также частота дискретизации ЦАП. Сегодня этот параметр – один из лимитирующих факторов расширения полосы рабочих частот ЦВС. Выбор более высокой частоты дискретизации дает преимущество даже в случаях, когда синтезируемая частота относительно невелика. Объяснение тут простое: шумы квантования распределяются равномерно по полосе частот, меньших частоты Найквиста, поэтому при повышении частоты дискретизации пропорционально меньшая их часть попадет в полосу пропускания восстанавливающего фильтра. Продукты нелинейных искажений не будут переходить в низкочастотную область и с меньшей вероятностью попадут в полосу полезного сигнала. В ЦВС чаще всего используется ЦАП с дифференциальным токовым выходом. Такая схема обеспечивает высокое быстродействие.

Рандомизация в ЦВС

Одним из способов снижения влияния дискретных паразитных составляющих на качество выходного сигнала ЦВС является применение рандомизации – перераспределения по псевдослучайному закону паразитных составляющих в широкой полосе частот. Источником псевдослучайной последовательности (ПСП) в ЦВС с рандомизацией обычно служат генераторы ПСП либо сигма-дельта-модуляторы (СДМ).

Существует несколько основных способов рандомизации [9]:

- рандомизация путем суммирования выходной последовательности генератора ПСП с кодом фазы или кодом амплитуды;
- рандомизация с суммированием и последующим вычитанием псевдослучайной последовательности из выходного сигнала ЦВС. На практике этот способ применяется редко из-за сложности реализации;
- рандомизация с применением СДМ.

Первый из этих методов получил наибольшее распространение в структурах ЦВС.

Использование цифровых сигма-дельта модуляторов позволяет снизить влияние усечения кодов фазы и амплитуды на качество выходного сигнала ЦВС. Кроме того, СДМ позволяет увеличить разрешение ЦВС по частоте и сократить требуемый объем памяти. Для уменьшения влияния усечения кода фазы СДМ включается после НКФ. При использовании СДМ происходит перераспределение шумов и паразитных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС. При этом существенно уменьшаются шумы и паразитные составляющие вблизи выходной частоты ЦВС и увеличиваются на частотах, близких к f0/2. В данной области частот они могут быть подавлены с помощью выходного ФНЧ.

Подводя итог изложенному, можно сказать, что наиболее заметным “бутылочным горлышком” в структуре ЦВС, сдерживающим повышение тактовой частоты, является функциональный преобразователь. Технологические трудности создания ПЗУ с высоким быстродействием, малым энергопотреблением и достаточно большим объемом, заставляют разрабатывать методы сжатия требуемого объема памяти, прибегая к расчетным методам преобразования кода фазы в значения отсчетов гармонической функции. При современном уровне развития интегральных технологий, качество выходного сигнала ЦВС, в первую очередь, определяется характеристиками ФП и ЦАП.

Литература

1. J. Tierney, C. M. Rader, B. Gold A. Digital Frequency Synthesizer. IEEE Trans. Audioelectroacoust, vol. Au-19, pp. 48, March, 1971.

2. R. D. Bhupatiraju. “A comparative study of high speed adders” Ohio University, 1999.

3. В. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин, Цифровые вычислительные синтезаторы - современные решения. Часть 1 // Электроника: НТБ, 2014, №2, с.150-160.

4. J. Vankka, K. Halonen. Direct Digital Synthesizers. Theory, Design and Applications”. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001.

5. В. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин, Цифровые вычислительные синтезаторы - современные решения. Часть 2 // Электроника: НТБ, 2014, №4, с.154-158.

6. А.Н. Жаров, В.Н. Кочемасов, В.П. Будишов, Синтезатор сигналов с заданным законом изменения фазы. Авт. свид-во СССР SU 1686693 A1, 23.10.91.

7. B.D. Yang, J.H. Choi, S.H. Han, L.S. Kim, and H.K. Yu, “An 800 MHz low power direct digital frequency synthesizer with an on-chip D/A converter,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, pp. 761–774, May 2004.

8. Микросхема интегральная 1508ПЛ8Т. Техническое описание. 2012, http://multicore.ru/index.php?id=466.

9. J. Rogers, C. Plett, F. Dai. Integrated Circuit Design for high speed frequency synthesis. Artech House. 2006.

МАЛОШУМЯЩИЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С ФАПЧ И СМЕЩЕНИЕМ ЧАСТОТЫ В ТРАКТЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Кузменков А.С., kuzmenkovas89@gmail.com, **Гребенко Ю.А.,**
Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Kuzmenkov A.C., kuzmenkovas89@gmail.com, **Grebenko Y.A.,**
National Research University «MPEI», Moscow

Abstract

This paper discusses the benefits and disadvantages of the PLL architecture with frequency offset in feedback loop. The positive and negative features and phase noise performance of traditional PLL and PLL with frequency offset were considered. It presents mathematical expressions for output phase noise of each of PLL. Real phase noise performance of first and second PLL was evaluated. Evaluation was carried out while taking into account the performance of best present-day components.

Special proprietary software to calculate the levels of spurious "Spurs Calculator" was demonstrated. The program calculates the frequency with spurious for PLL synthesizer with frequency offset in the loop and the DDS in the reference path. Advantages of multiple-loop synthesizer with frequency offset in the loop are implemented in low-noise synthesizer UNO-10M.

1. Введение

Многолетняя история развития синтезаторной техники демонстрирует постепенное улучшение всех характеристик синтезаторов частот: уменьшение уровня фазовых шумов и побочных спектральных составляющих (ПСС), увеличение быстродействия, уменьшение габаритных размеров. В первую очередь это объясняется улучшением показателей элементной базы, что связано с совершенствованием технологий в микроэлектронике. Другим фактором роста качества синтезаторов является появление специальных схемотехнических решений. Наиболее значимыми изобретениями в синтезаторной технике в свое время стали традиционная система ФАПЧ, ФАПЧ с дробно-переменным коэффициентом деления, смещение частоты в тракте обратной связи ФАПЧ, гибридный синтезатор частот (ФАПЧ с цифровым вычислительным синтезатором), гармонический синтезатор частот с ФАПЧ (выходная частота является гармоникой частоты сравнения).

В докладе анализируются синтезаторы частот с ФАПЧ и смещением частоты в тракте обратной связи, рассматриваются полученные путем моделирования и экспериментальные уровни фазовых шумов и ПСС.

2. Оценка уровня фазового шума синтезатора частот со смещением

Схемы обычной системы ФАПЧ и ФАПЧ со смещением частоты в тракте обратной связи приведены на рис. 1. Смысл использования смещения частоты заключается в уменьшении коэффициента передачи для частотно-фазового детектора (ЧФД). Отметим, что делитель и умножитель частот в схемах считаются нешумящими.

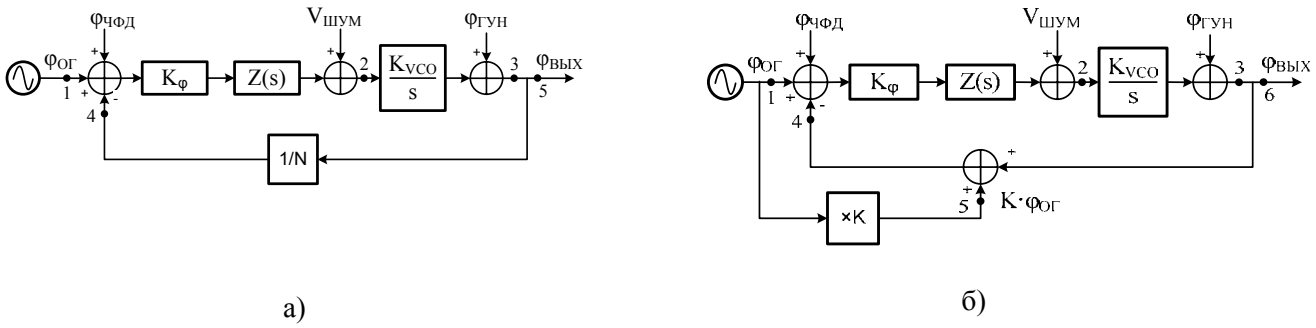


Рис. 1. Линейная модель обычной системы ФАПЧ (а) и ФАПЧ со смещением частоты в тракте обратной связи (б)

Для структурной схемы обычной системы ФАПЧ (рис.1.а) выражение для фазы выходного сигнала выглядит следующим образом:

$$\varphi_{ВЫХ}(s) = N \cdot \frac{K_{VCO} \cdot K_{\varphi} \cdot Z(s)(\varphi_{ОГ} + \varphi_{ЧФД})}{s \cdot N + K_{VCO} \cdot K_{\varphi} \cdot Z(s)} + \frac{\varphi_{ГУН}}{1 + \frac{K_{\varphi} \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{s \cdot N}}. \quad (1)$$

Первое слагаемое в выражении (1) показывает, что увеличение спектральной плотности мощности фазового шума (СПМ ФШ) выходного колебания в полосе ФАПЧ пропорционально N^2. В самом лучшем случае, используя отличный твердотельный ЧФД и хороший опорный генератор (ОГ) на 100 МГц и выбрав шаг по частоте равным 100 МГц, на 10 ГГц в полосе ФАПЧ можно получить СПМ ФШ около -110 дБн/Гц на отстройке 10 кГц (-150 дБн/Гц + 20·log(10000/100)), что может быть неприемлемо для высокочувствительной аппаратуры и для задач с последующим умножением частоты синтезатора в Ku- и K-диапазоны. Добавление в схему ЦВС для обеспечения малого шага по частоте дополнительно увеличит уровень фазовых шумов на 3-5 дБ.

В схеме со смещением частот, выражение выходной фазы определяется по-другому:

$$\varphi_{ВЫХ}(s) = ((K-1)\varphi_{ОГ} + \varphi_{ЧФД}) \frac{K_{VCO} \cdot K_{\varphi} \cdot Z(s)}{s + K_{VCO} \cdot K_{\varphi} \cdot Z(s)} + \frac{\varphi_{ГУН}}{1 + \frac{K_{\varphi} \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{s}}. \quad (2)$$

В (2) отсутствует зависимость СПМ ФШ от N^2, основной вклад в фазовый шум вносят ЧФД и ОГ, но уже с другими коэффициентами. С учетом того, что пассивные умножители фазовых шумов не вносят, результирующий фазовый шум будет определяться увеличенным в (K-1) раз фазовым шумом ОГ и исходным фазовым шумом ЧФД. Современные ОГ на 100 МГц имеют уровень фазового шума -170…-165 дБн/Гц на отстройке 10 кГц, качественный ЧФД на частоте сравнения 100 МГц обладает собственным фазовым шумом около -150 дБн/Гц на той же отстройке. Таким образом, на 10 ГГц с помощью схемы синтезатора с ФАПЧ и смещением частоты можно получить около -125 дБн/Гц на отстройке 10 кГц. При использовании ФАПЧ со смещением в паре с широкополосным (октавным) ГУН большим недостатком является сложность обеспечения широкого диапазона коэффициентов K для формирования сетки частот с шагом 100 МГц.

Для оценки СПМ ФШ в ОБП для обеих схем использовалась проверенная ранее приближенная методика [1], в которой график фазовых шумов рассчитывается исходя из коэффициентов передачи каждого источника шума и значений его СПМ ФШ.

$$S_{ВЫХ1}(F) = 10\log(|H_{51}|^2 \cdot 10^{\frac{S_{ОГ}(F)}{10}} + |H_{51}|^2 \cdot 10^{\frac{S_{ЧФД}(F)}{10}} + |H_{53}|^2 \cdot 10^{\frac{S_{ГУН}(F)}{10}} + 10^{\frac{S_{ПИФ.ВЫХ1}(F)}{10}}). \quad (3)$$

$$S_{ВЫХ2}(F) = 10\log([|H_{61}|^2 + K^2|H_{65}|^2] \cdot 10^{\frac{S_{ОГ}(F)}{10}} + |H_{61}|^2 \cdot 10^{\frac{S_{ЧФД}(F)}{10}} + |H_{63}|^2 \cdot 10^{\frac{S_{ГУН}(F)}{10}} + 10^{\frac{S_{ПИФ.ВЫХ2}(F)}{10}}). \quad (4)$$

3. Моделирование СПМ ФШ широкополосного синтезатора частот с ФАПЧ и смещением частот и сравнение результатов с экспериментальными данными

Проектируемый высокочастотный синтезатор был предварительно промоделирован по уровням фазовых шумов. В самостоятельно написанной программе были получены графики СПМ ФШ для разных архитектур, по совокупности сложности реализации и производительности в итоге была определена двухкольцевая система ФАПЧ со смещением частот, обеспечивающая низкий уровень фазового шума. График СПМ ФШ на несущей 6 ГГц для такой схемы приведен на рис. 3. Отметим, что во втором кольце ФАПЧ используется ГУН с октавной перестройкой по частоте.

В модели первого синтезатора была ФАПЧ с диапазоном частот от 3 до 6 ГГц и ГУН DCYS300600-5, но было принято решение использовать более высокочастотный базовый диапазон от 6 до 12 ГГц, реализуемый с помощью ГУН HMC732LC4B. Принципиальных изменений в используемой архитектуре сделано не было, за исключением уменьшения коэффициента передачи по фазе для ЧФД во второй ФАПЧ, что позволило получить меньший уровень СПМ ФШ в полосе 10 – 500 кГц у прототипа.

На графике в зоне отстроек от 1 МГц до 10 МГц видно превосходство модели по фазовым шумам, что поясняется менее шумящим ГУН DCYS300600-5 по сравнению с более широкополосным HMC732LC4B.

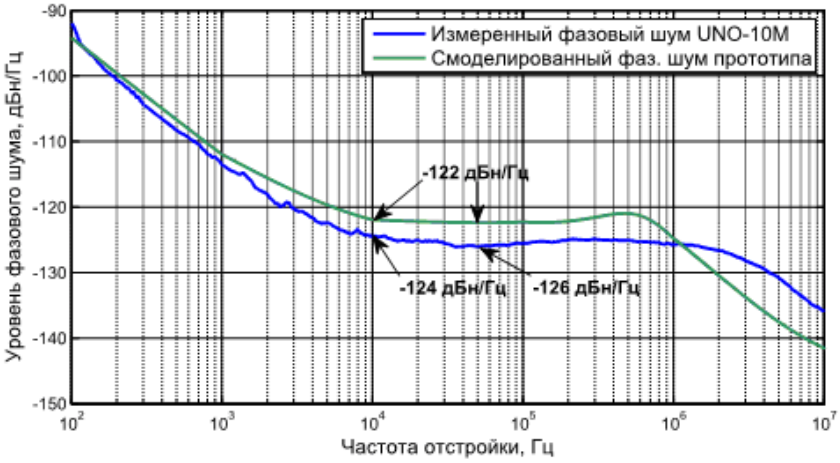


Рис. 3. Графики СПМ ФШ синтезатора на частоте 6 ГГц

4. Оценка побочных спектральных составляющих синтезатора со смещением

Для расчета ПСС в спектре выходного сигнала синтезатора с ФАПЧ и смещением частоты была написана программа Spurs Calculator. Основное окно и пояснения к функциональности приведены на рис.3. Исходными данными являются диапазон выходных частот, частота смещения, данные по подавлению ПСС на ПЧ-порте смесителя (приводятся в документации), данные по уровням ПСС на выходе ЦВС, максимальные порядки кратности для ПСС, формируемых в смесителе и ЦВС. Выбрав в качестве источника ПСС только смеситель (MIX), можно анализировать схему без учета ЦВС.

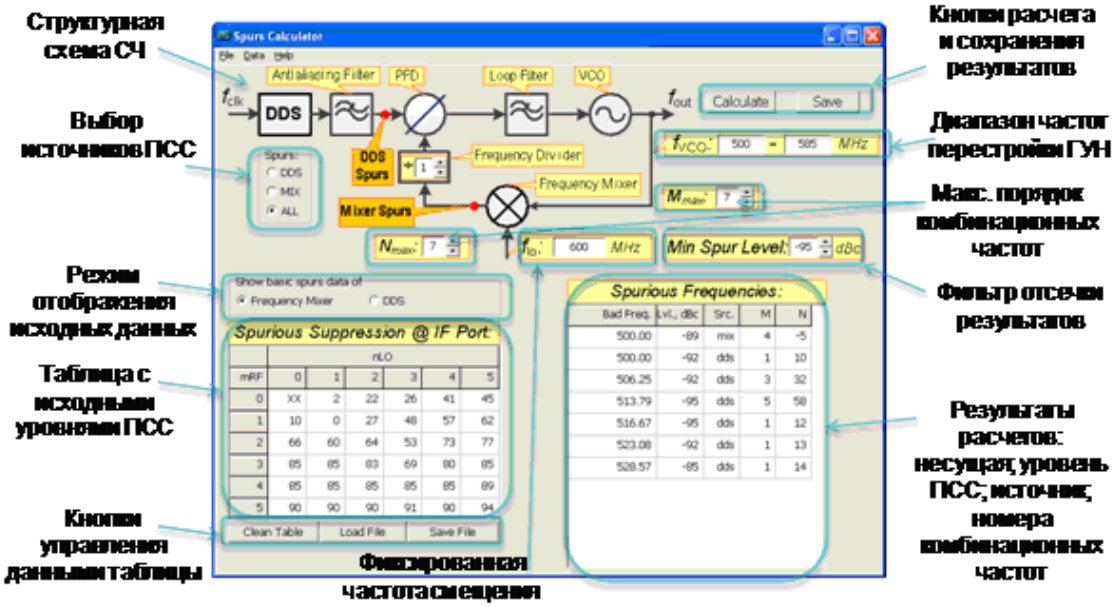


Рис. 2. Рабочее окно программы Spurs Calculator

В результате расчета программы формируется таблица (с заголовком Spurious Frequencies), в которой приводятся значения неудачных с точки зрения ПСС выходных частот (при точной установке такой частоты ПСС «схлопываются» с ней, и начинают появляться в спектре только при смещении несущей), приблизительный уровень ПСС в полосе ФАПЧ, номера комбинационных частот.

С помощью разработанной программы была проведена оценка уровней ПСС в рабочем диапазоне частот. Худшие уровни ПСС лежат в пределах от -75 до -65 дБн.

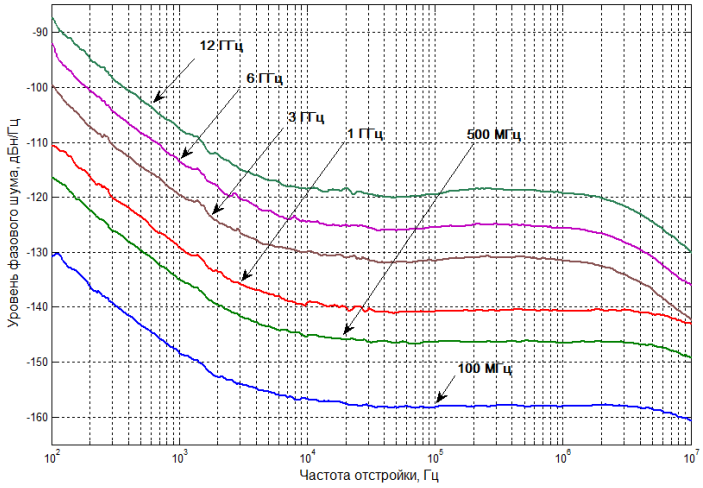
5. Экспериментальное исследование макетного образца синтезатора

В конечном итоге, опыт предыдущих разработок, теоретическая проверка новых архитектур и стремление сделать синтезатор на уровне лучших зарубежных аналогов привели к созданию гибридного

синтезатора частот UNO-10M [2]. В UNO-10M реализуется диапазон перестройки от 100 кГц до 12 ГГц с шагом 0,001. В основе синтезатора используется двухкольцевая архитектура ФАПЧ со смещением частот в тракте обратной связи и ЦВС в опорном тракте (схема на рис. 2). Заметим, что положительным отличием разработанного синтезатора является отсутствие ложного захвата частот, что в большинстве ФАПЧ со смещением является проблемой.

Внешний вид синтезатора частот и уровни фазовых шумов на разных несущих показаны на рис. 4. Худший уровень ПСС в рабочем диапазоне частот синтезатора UNO-10M составляет от -70 до -60 дБн, что хуже на 3-5 дБ полученных в программе Spurs Calculator уровней.

а)



б)

Рис. 4. Внешний вид синтезатора частот UNO-10M (а) и уровни его фазовых шумов (б)

6. Заключение

Проанализирован, смоделирован, реализован и экспериментально исследован синтезатор на основе ФАПЧ со смещением частоты. Исследованы уровни фазовых шумов и побочных спектральных составляющих. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных исследований синтезатора показывает хорошие соответствия межу ними. Разработанные модели ФАПЧ могут быть использованы при проектировании высококачественных синтезаторов частот.

Литература

1. Кузменков А.С., Гребенко Ю.А., Поляков А.Е. Исследование спектральной плотности мощности фазового шума гибридного синтезатора частот // Материалы международного научно-технического семинара СИНХРОИНФО 2013, Ярославль / Под редакцией д.т.н. проф. А.В. Пестрякова – М.: ООО «Брис-М».

2. Бобкович П.И., Кузменков А.С. Отечественный синтезатор частот с высоким быстродействием и низким уровнем фазовых шумов // Современная электроника, 2015, №2. С.32-37.

УМЕНЬШЕНИЕ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

PHASE NOISE REDUCING IN THE PHASE-LOCKED LOOP OF THE SPIN-TORQUE NANOOSCILLATOR

[1]Митрофанов А.А., [1,2]Сафин А.Р., [1]Удалов Н.Н., mitrofanov_alexander@mail.ru
[1]*Национальный Исследовательский Университет «МЭИ»*
[2] Национальный Исследовательский Университет «МГТУ им. Н.Э. Баумана» *г. Москва*

[1]Mitrofanov A.A., [1,2]Safin A.R., [1]Udalov N.N.,
[1]*National Research University «MPEI»*
[2] *National Research University «BMSTU», Moscow*

Спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО) представляют собой новый тип генераторов микроволнового излучения, которые обладают такими преимуществами, как наноразмеры, широкий диапазон перестройки частоты, совместимость с технологией производства КМОП, малое энергопотребление, радиационная стойкость [1,2]. Принцип работы таких генераторов основан на эффекте спинового токопереноса (англ. spin–transfer torque), благодаря которому при достаточном значении постоянного тока смещения в магнитном слое СТНО возникает прецессия намагниченности. Благодаря току смещения и эффекту гигантского магнетосопротивления (ГМС) происходит колебание выходного напряжения. В зависимости от конструкции, значения тока смещения и внешнего магнитного поля покрываемый диапазон частот составляет от сотен мегагерц до сотен гигагерц [3].

Для любого генератора одной из главных характеристик является уровень фазовых шумов. Первые измерения показали высокое значение фазовых шумов, которые не соответствуют требованиям телекоммуникационных и передающих устройств. Одним из способов их уменьшения является использование системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [4]. Кроме того, одним из применений ФАПЧ СТНО является создание устройств для измерения фазовых шумов [5]. Ранее, авторами была исследована динамика таких систем [6]. В данной работе представлено сравнение амплитудных и фазовых шумов автономного и синхронизированного ФАПЧ СТНО.

В качестве модели для исследования шумовых характеристик СТНО используем укороченные уравнения для линеаризованной модели Славина-Тиберкевича [2,7], дополненного функцией, описывающей влияния ФАПЧ [6]:

$$\begin{cases} \dfrac{d\delta u}{dt} = \Gamma\delta u + E\delta\varphi + \sqrt{D}\tilde{f}_n(t); \\ \dfrac{d\delta\varphi}{dt} = N_l\delta u + \dfrac{\sqrt{D}}{U_0}\tilde{f}_n(t), \end{cases} \tag{1}$$

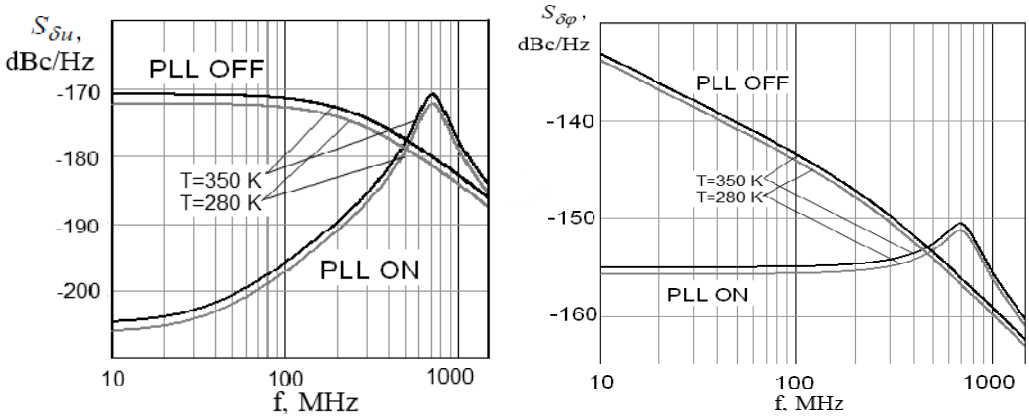
где Γ - коэффициент затухания, учитывающий влияние эффекта спинового токопереноса и релаксации колебаний, E - коэффициент синхронизации, учитывающий влияние сигнала ошибки в цепи обратной связи ФАПЧ, N_l - линеаризованный коэффициент неизохронности, $\tilde{f}_n(t)$ - функция, описывающая влияние белого температурного шума, δu и $\delta\varphi$ - малые отклонения от стационарного значения амплитуды и фазы колебаний СТНО, соответственно, D - дисперсия шума, U_0 - стационарное значение амплитуды.

Используя спектральный метод [8] получим выражения для спектральных плотностей амплитудных и фазовых шумов:

$$S_{\delta u} = \left|L_{\delta u}\right|^2 S_f = D\frac{\omega^2 + E_U{}^2}{(-\omega^2 - EN_l)^2 + \omega^2\Gamma^2} S_f; \tag{2}$$

$$S_{\delta\varphi} = \left|L_{\delta\varphi}\right|^2 S_f = \left(\frac{D}{U_0^2}\right)\frac{\omega^2 + (N_l U_0 + \Gamma)^2}{(-\omega^2 - EN_l)^2 + \omega^2\Gamma^2} S_f, \qquad (3)$$

где $E_U = E / U_0, E_{U^2} = E / U_0^2$, S_f - спектральная плотность теплового шума.



а) б)

Рис. 1. Спектральная плотность амплитудных (а) и фазовых (б, в, д) шумов СТНО автономного (PLL OFF) и синхронизированного (PLL ON) СТНО при $\Gamma = -26 \cdot 10^8$ Гц, $N = 2.096 \cdot 10^{10}$ Гц, $E = -2.4 \cdot 10^7$ Гц, $U_0 = 0.621$ а) амплитудные шумы при $T = 280$ K и $T = 350$ K б) фазовые шумы при $T = 280$ K и $T = 350$ K

Зависимости спектральных плотностей амплитудных и фазовых флуктуаций при двух значениях температуры показаны на рис.1,а,б, соответственно. Видно, что значение спектральной плотности фазового шума значительно превышает спектральную плотность амплитудных шумов. Из рисунка следует, что дисперсия фазового шума автономного генератора не имеет конечного значения. Это связано с тем, что отклонения фазы, вызванные шумами накапливаются, так как отсутствует возвращающая сила. Это характерно для всех автономных автогенераторов [8].

В случае использования системы ФАПЧ такая возвращающая сила существует, и спектральная плотность имеет конечное значение на нулевой частоте. Соответственно фазовые отклонения со временем в такой системе не накапливаются.

Таким образом, проведен анализ шумовых характеристик синхронизированного цепью ФАПЧ СТНО и их сравнение с характеристиками автономного СТНО. Были получены и построены спектральные плотности амплитудных и фазовых флуктуаций.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-08-01278 А.

Литература

1. Rippard W.H., Pufall M.R., Kaka S., Silva T.J. and Russek S.E. Current-driven microwave dynamics in magnetic point contacts as a function of applied field angle // Phys. Rev. B, vol. 70, p. 100406, 2004.

2. Slavin A., Tiberkevich V. Nonlinear auto-oscillator theory of microwave generation by spin-polarized current. IEEE Trans. On Magn. // Vol. 45, No. 4, April 2009. Pp. 1875-1918.

3. Stefano Bonetti, Pranaba Muduli, Fred Mancoff, and Johan Åkerman / Spin torque oscillator frequency versus magnetic field angle: The prospect of operation beyond 65 GHz // Appl. Phys. Lett. 2009. Vol. 94, 102507.

4. Мишагин К.Г., Шалфеев В.Д. Синхронизация спинового наногенератора с использование цепи фазовой автоподстройки частоты // письма в ЖТФ, 2010, т.36, вып.22, с.51-57.

5. Villard P., Ebels U., Houssameddine D., Katine J., Mauri D., Delaet B., Vincent P., Cyrille M., Viala B., Michel J., Prouvée J. and Badets F. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator // IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 45, No. 1, 2010, pp.214-223.

6. Митрофанов А.А., Сафин А.Р., Удалов Н.Н. Система фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора // Письма в ЖТФ 2014, т.40 вып.13. с.66-72,

7. Kim J.-V., Tiberkevich V., Slavin A. Stochastic theory of spin-transfer oscillator linewidths // Phys. Rev. Lett. 2008. vol. 100, p. 017207.

8. Жалуд В., Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах. М.: «Сов. радио», 1977, с. 338.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА УСРЕДНЕНИЯ ПО ВРЕМЕНИ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ СДВИГА ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ В ПРИЕМНИКЕ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

TIME AVERAGE METHOD USING DUE TO THE DC-OFFSET COMPENSATION TO THE DIRECT CONVERSION RECEIVERS

Пестряков А.В., Хасьянова Е.Р.,
Московский технический университет связи и информатики, Москва

Pestryakov A.V., Khasyanova E.R.,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow

Abstract

One of the main disadvantages if the direct conversion receiver is the DC-offset. The method of this impairment compensation based on time average of receiving signal has been considered in this work. The simulation of the QPSK transceiver with AWGN channel considering of algorithm working was done with using of MATLAB/ Simulink. The results of the work is BER performance characteristics for the QPSK signals receiving.

Аннотация

Основным недостатком приемников прямого преобразования с квадратурной обработкой сигналов является сдвиг постоянной составляющей. В работе рассмотрен метод компенсации такой погрешности с применением цифровой обработки сигналов – метод усреднения с последующим вычитанием полученного результата из принимаемого сигнала. Проведено моделирование данного алгоритма с применением пакета SIMULINK среды моделирования MATLAB. Представлены результаты его работы на примере приема сигнала с QPSK модуляцией для канала с аддитивным белым гауссовским шумом, изменение вероятности битовых ошибок после работы предлагаемого метода.

Распространенным способом построения радиоприемных устройств беспроводной радиосвязи на сегодняшний день является программно-управляемое радио. Основная особенность такой архитектуры состоит в максимально возможном упрощении схемотехнических решений аналоговой части в сочетании с цифровой обработкой для осуществления демодуляции принимаемого сигнала: применение приемника прямого преобразования. На практике недостатками такой архитектуры являются разбаланс квадратурных составляющих вследствие неравенства амплитуд и неточного разделения квадратур на 90°, который, согласно спецификации современной элементной базы ведущих мировых производителей составляет 1-2 % и 1-2˚ [1] (по амплитуде и фазе, соответственно), а также сдвиг постоянной составляющей, основные причины возникновения которого:

- утечка сигнала гетеродина с последующим его добавлением в принимаемый РЧ сигнал;
- утечка сигнал гетеродина в антенну с последующей возможностью переотражения и усиления на приемной стороне;
- просачивание сигнала помехи.

На сегодняшний день для компенсации этих погрешностей предлагаются различные алгоритмы цифровой обработки, основанные на анализе, как во временной, так и в частотной области.

В предыдущей работе был рассмотрен метод градиентного поиска с применением тестового сигнала [2]. Поскольку наличие тестового сигнала не предполагает работу в реальном времени, более интересными представляются алгоритмы компенсации, которые могут работать при осуществлении приема сигналов.

Данная работа посвящена анализу цифрового алгоритма компенсации дрейфа постоянной составляющей, основанного на методе усреднения, который следует из определения дрейфа постоянной составляющей.

В силу указанных выше причин, к входному сигналу в приемнике прямого преобразования добавляется постоянная составляющая (1а, 1б).

$$I'(t) = I(t) + C_i \quad (1а)$$

$$Q'(t) = Q(t) + C_q \quad (1б)$$

Для нахождения C_i и C_q нужно провести усреднение квадратурных составляющих сигнала поступающих с выходов аналого-цифрового преобразователя (АЦП) (2). А затем вычесть полученное значение из принимаемого сигнала.

$$C_i = \langle I'(t) \rangle, C_q = \langle Q'(t) \rangle \quad (2)$$

С целью проверки работы такого алгоритма была собрана модель QPSK приемопередатчика с применением MATLAB и Simulink. В качестве канала передачи используется канал с АБГШ (Рис. 1). Для введения сдвига постоянной составляющей используется блок I/Q Imbalance.

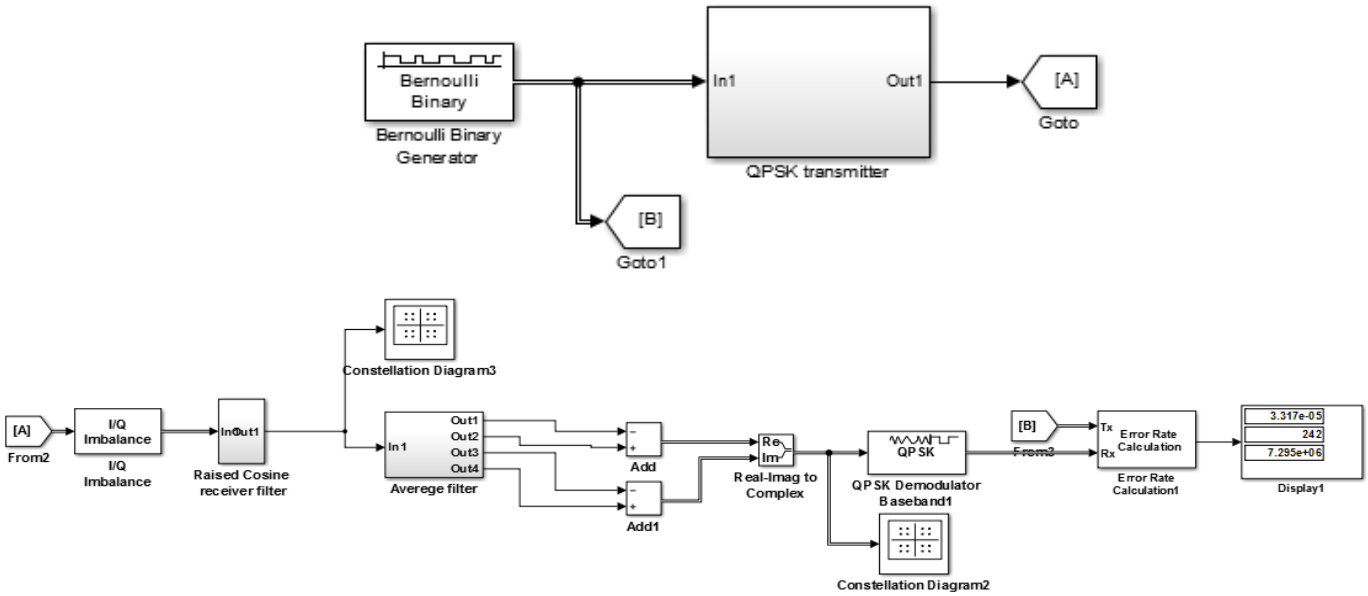
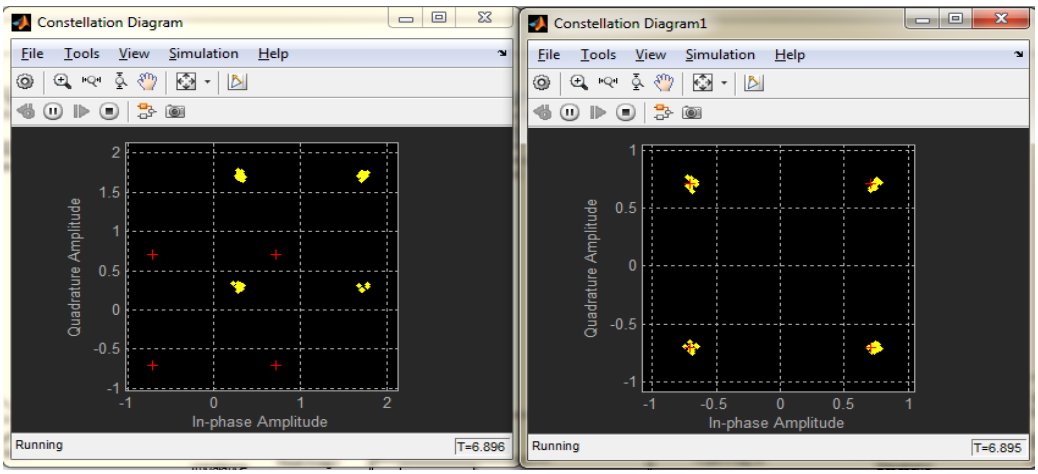


Рис. 1. Модель QPSK приемопередатчика с применением алгоритма усреднения для устранения сдвига постоянной составляющей

Для определения интенсивности битовых ошибок используется их счетчик при разном отношении сигнал/шум в канале. На рисунке 2 представлены сигнальные созвездия до (рис. 2а) и после (рис. 2б) работы алгоритма временного усреднения.



а) б)

Рис. 2. Сигнальные созвездия принимаемого QPSK сигнала до (а) и после (б) работы алгоритма компенсации сдвига постоянной составляющей

На рис. 3 приведены значения интенсивности битовых ошибок в зависимости от отношение сигнал/шум (С/Ш) в канале.

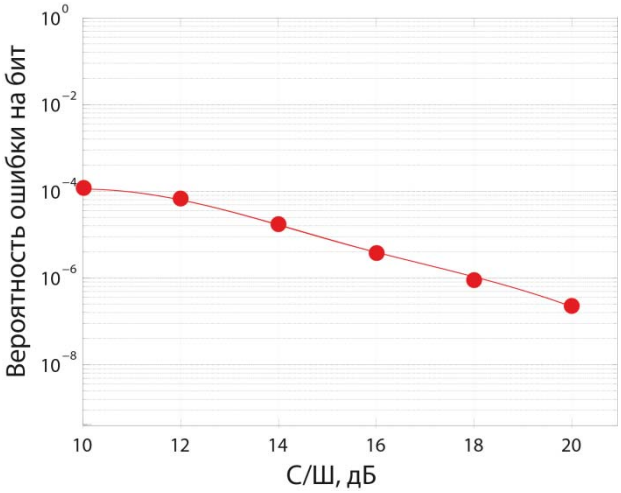


Рис. 3. Изменение вероятности битовой ошибки при разных значения С/Ш после работы алгоритма компенсации

В работе показана работа алгоритма компенсации сдвига постоянной составляющей с применением метода временного усреднения. Достоинствами такого метода являются простота реализации и работа в реальном времени. Для более точной оценки последнего параметра будет проанализирована скорость сходимости алгоритма. Также дальнейшая работа заключается в сравнении такого метода с методами нелинейной фильтрации [3].

Литература

1. Косичкина Т. П., Хасьянова Е. Р. Анализ влияния характеристик квадратурных преобразователей на работу радиоприемных устройств цифровых сигналов радиосвязи и телерадиовещания. – T-Comm, №9, 2013. – С. 100-103.

2. Пестряков А.В., Хасьянова Е.Р. Применение метода градиентного поиска для оценки и компенсации сдвига постоянной составляющей при приеме сигналов с М-КАМ модуляцией // 24-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2014), 7-13 сентября 2014 г., Севастополь, Крым, Россия. - Севастополь, 2014. Т. 1, секц. 3/1:Общие вопросы систем и сетей связи.-С.234-235

3. Poborchaya N.E., Pestryakov A.V., Khasyanova E.R. Synthesis and analysis of the compensation algorithm to the qam signal distortion due to non-idealities of quadrature downconversion at awgn and phase noise in the presence of quazideterministic bandpass interference. – T-Comm. - №3, 2015. – С. 82-86.

СХЕМА КОМПЕНСАЦИИ НЕИЗОХРОННОСТИ В РЕЗОНАТОРЕ С НЕЛИНЕЙНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ПОТЕРЬ ПОД ГАРМОНИЧЕСКИМ ВНЕШНИМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ

NONISOCHRONOUS COMPENSATION SCHEME IN THE RESONATOR WITH NONLINEAR DAMPING UNDER THE EXTERNAL HARMONIC SIGNAL

[1]Сафин [2]А.Р., [1]Стремоухов П.А., [1]Удалов Н.Н., [3]Устинов А.Б.,
arsafin@gmail.com mailto:Mitrofanov_alexander@mail.ru

[1]Национальный Исследовательский Университет «МЭИ»
[1]National Research University «MPEI»
[2] Национальный Исследовательский Университет «МГТУ им. Н.Э. Баумана», г. Москва
[2] National Research University «BMSTU », Moscow.
[3]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина)», г. Санкт-Петербург
[3]Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St.Petersburg

Теория и техника радиоперелающих устройств СВЧ за последние годы претерпели заметные изменения в связи со стремительной миниатюризацией электронных компонент и появлением новой элементной базы [1]. Примерами являются различные устройства СВЧ (фильтры, автогенераторы и т.д.), состоящие из тонких магнитных пленок и основанные на распространении магнитостатических (спиновых) волн [2]. Несмотря на значительный прогресс в этой области имеется ряд, как теоретических, так и экспериментальных задач, нерешенных в литературе. Одной из проблем является возможность ограничения нелинейного сдвига резонансной частоты колебаний с помощью нелинейного положительного затухания, рассмотренное в [3], [4]. Эта задача, также является важной для нелинейных фильтров и автогенераторов другой физической природы, обладающих неизохронностью (зависимостью частоты колебаний от амплитуды). В данной работе исследуется возможность ограничения нелинейного сдвига резонансной частоты колебаний в фильтре с нелинейным положительным сопротивлением потерь и неизохронностью под периодическим внешним воздействием, что является радиотехнической моделью фильтра ЖИГ [2]. Такая задача ранее в теории колебаний и ее приложениях не рассматривалась [5],[6].

Схема подобного фильтра представлена на рис.1. Она состоит из резонатора *LCR* с варикапом *D1*, задающим неизохронность системы (нелинейный сдвиг резонансной частоты), нелинейным сопротивлением потерь в виде двух встречно включенных полупроводниковых диодов *D2,D3* под периодическим внешним воздействием *I1* (изображена схема только по переменному току).

Математической моделью данной схемы является дифференциальное уравнение второго порядка, записываемое относительно мгновенного напряжения $u(t)$ на контуре, в виде

$$\frac{p^2}{\omega_0^2}u+\delta\frac{p}{\omega_0}\left(u+R\cdot i_n(u)\right)+u+\delta R\cdot\frac{p}{\omega_0}\left[q_V(u)\right]=\delta R\cdot\frac{p}{\omega_0}i_e(t), \qquad (1)$$

где $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ - резонансная частота параллельного колебательного контура, $p\equiv d/dt$ - оператор дифференцирования, $i_n(u)$ - вольт-амперная характеристика двух встречно включенных диодов *D2,D3*, $q_V(u)$ - вольт-кулоновая характеристика варикапа *D1* и $i_e(t)$ - внешний гармонический сигнал. Примем, что $i_n(u)$ имеет кубическую характеристику $i_n(u)=\alpha\cdot u^3$, где α - параметр нелинейного элемента.

Наличие неизохронности, как известно [5], существенно усложняет анализ режимов резонаторов и автогенераторов. Для решения задачи о возможности ограничения нелинейного сдвига резонансной частоты колебаний с помощью нелинейных положительных потерь можно воспользоваться приближенными методами теории нелинейных колебаний [5], [6]. Наиболее удобным для данной задачи является использование метода ван дер Поля, заключающийся в составлении и решении дифференциальных уравнений в первом приближении для медленно меняющихся амплитуды $U^{(1)}(t)$ и фазы $\varphi^{(1)}(t)$, имеющих порядок малости δ. Для данной задачи, в силу ее существенной неизохронности, точности первого приближения по частоте в этом методе недостаточно. В работе получены уравнения второго приближения методом ван дер Поля по амплитуде $U^{(2)}(t)$ и фазе $\varphi^{(2)}(t)$ второго порядка малости δ^2. В ходе анализа полученных уравнений первого и второго приближений получены области устойчивости данной системы и гистерезиса. Показано, при каком значении параметра нелинейного элемента α происходит ограничение нелинейного сдвига частоты колебаний (неизохронности) при изменении амплитуды внешней силы.

Работы выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 13-08-01278.

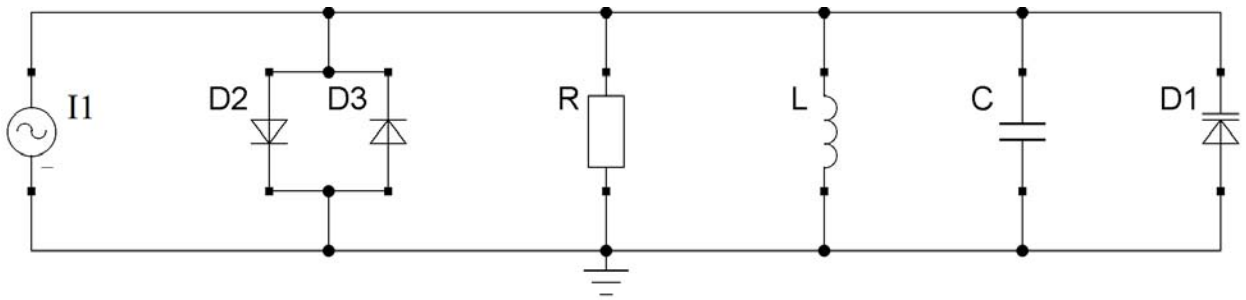


Рис. 1. Схема резонатора LCR с варикапом D1 и нелинейным сопротивлением потерь в виде двух встречно включенных полупроводниковых диодов D2,D3 под периодическим внешним воздействием I1

Литература

1. Кулешов В.Н., Удалов Н.Н., Богачев В.М. и др. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов/ Под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. - М.: изд. дом МЭИ, 2008.

2. Калиникос Б.А., Устинов А.Б., Баруздин С.А. Спин-волновые устройства и эхо-процессоры / Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Радиотехника, 2013.

3. Сафин А.Р., Устинов А.Б. Исследование колебаний намагниченности в ферромагнитных пленках в условиях нелинейного сдвига частоты и нелинейного затухания // Фундаментальные исследования, № 12, ч.3, 2014, с. 509-513.

4. Сафин А.Р., Устинов А.Б. Теоретическое исследование релаксационного механизма ограничения нелинейного сдвига частоты колебаний // Материалы 16 Международной зимней школы-семинара по радиофизике и электронике сверхвысоких частот, 2-7 февраля 2015 года, Саратов. Саратов: ООО «Издательский центр «Наука», с. 92.

5. Капранов М.В., Кулешов В.Н., Уткин Г.М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984.

6. Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1984.

7. Уткин Г.М., Благовещенский М.В., Жуховицкая В.П. и др. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ / Под ред. Г.М. Уткина. – М.: Сов. Радио, 1979.

8. Богачев В.М., Лысенко В.Г., Смольский С.М. Транзисторные генераторы и автодины / Под ред. В.М. Богачева. М.: Изд. МЭИ, 1993.

ЭФФЕКТ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИИ ПРИ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОМ УСИЛЕНИИ МОЩНОСТИ

AMPLITUDE-TO-PHASE CONVERSION IN HIGH-EFFICIENCY POWER AMPLIFICATION

Смирнов А.В., Горгадзе С.Ф., *sandrew2k@yandex.ru,*
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Smirnov A.V., Gorgadze S.F., *sandrew2k@yandex.ru,*
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Аннотация

Требования в высокой энергетической эффективности и максимальной выходной мощности усилителей мощности современных систем связи обусловливают проявление нежелательных нелинейных эффектов при усилении. Среди них наиболее важными являются те, которые ведут к искажению низкочастотной комплексной амплитудной огибающей радиосигнала. К ним относятся эффект перехода амплитудной модуляции сигнала на входе усилителя в паразитную амплитудную модуляцию на выходе (АМ-АМ искажения) и эффект конверсии амплитудной модуляции в паразитную фазовую модуляцию (АМ-ФМ искажения).

Для учёта нелинейных эффектов усилителя при имитационном моделировании сигнально-кодовых конструкций и для предварительных оценок энергетических показателей систем связи требуется обоснованное задание функций АМ-АМ и АМ-ФМ искажений, сделанное с учётом параметров режима работы усилителя. Существует подход к получению функции АМ-АМ искажений при усилении сложного композитного сигнала, при котором класс работы транзистора и доля времени, проводимого в перенапряженном режиме, учитываются с помощью соответственно заданной проходной характеристики усилителя. Однако аналогичный подход к определению характеристики АМ-ФМ затруднён вследствие того, что природа возникновения эффекта амплитудно-фазовой конверсии (АФК) не может быть удовлетворительно описана с помощью столь же простой идеализированной модели. Кроме того, сам феномен АФК остается весьма слабо освещенным в академической литературе.

В настоящей работе анализируется механизм возникновения эффекта АФК в транзисторных усилительных приборах. Рассматривается влияние изменения режима работы усилителя на характер проявления эффекта АФК. С обращением к схемотехническому моделированию сопоставлены графики АФК при гармоническом возбуждении для различных классов усиления. Анализируются особенности проявления эффекта АФК при усилении сложного композитного сигнала и вопросы линеаризации АМ-ФМ характеристики методами предварительной коррекции сигнала.

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ НЕИЗОХРОННОСТИ УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ АВТОГЕНЕРАТОРА

Савченко М.П., *к.т.н., доцент, Балтийский федеральный университет им. И.Канта,* savchenkomp@mail.ru
Старовойтова О.В., *ст. преподаватель, Балтийский федеральный университет им. И Канта*

Mikhail Savchenko, *PhD, associate professor, I. Kant Baltic Federal University,* savchenkomp@mail.ru
Olga Starovoitova, *assistant professor, I. Kant Baltic Federal University*

Аннотация

Предложен способ снижения неизохронности автогенератора, управляемого варикапами, путем автоматической коррекции напряжения смещения.

В автогенераторах, управляемых по частоте напряжением с помощью варикапов (ГУН), частота колебаний зависит от амплитуды переменного напряжения на варикапах, т.е. имеет место неизохронность [1]. Основным направлением в борьбе с неизохронностью в настоящее время является стабилизация различными способами амплитуды колебаний ГУН. В генераторе [2], например, амплитуда стабилизируется при помощи диода в цепи положительной обратной связи, изменяющего коэффициент передачи цепи. Недостатком этого направления является невозможность регулирования амплитуды колебаний ГУН в широких пределах.

В данной работе предлагается новый способ снижения неизохронности, т.е. повышения стабильности частоты колебаний ГУН, путём коррекции напряжения смещения варикапов на такую величину, чтобы средняя за период колебания ёмкость варикапов оставалась неизменной при изменении амплитуды колебаний на контуре.

Суть метода заключается в следующем. В управляемом напряжением автогенераторе с малой неизохронностью рис.1, содержащем транзистор VT, конденсаторы обратной связи C1 и C2, разделительный конденсатор C_P, через который транзистор соединён с параллельным колебательным контуром, включающим в себя катушку индуктивности L, встречно-последовательно соединённые (ВПС) варикапы VD1 и VD2, к общим электродам которых через цепь Z1(ω) с большим сопротивлением для тока с частотой колебаний в контуре и конечным сопротивлением для постоянного тока и модулирующих частот, подаётся управляющее напряжение *E*, а выходной сигнал снимается непосредственно из контура через конденсатор C. В состав ГУН введена вторая цепь управления варикапами Z2(ω), амплитудный детектор АД и цепь автоматической коррекции средней за период колебания ёмкости варикапов (ЦАК). Снижение неизохронности ГУН достигается тем, что выходной сигнал с контура после детектирования АД поступает на первый вход ЦАК, где его уровень соотносится с величиной напряжения смещения *E* на втором входе и, в соответствии с вольт-фарадной характеристикой варикапов, вырабатывается напряжение Δ*E*, которое будучи поданным на цепь управления Z2(ω) в полярности противоположной полярности напряжения *E* уменьшает среднюю за период колебания ёмкость варикапов на столько, на сколько её увеличила амплитуда переменного напряжения на варикапе. Вследствие этого, влияние амплитуды колебания на ёмкость ВПС, а, значит и частоту ГУН, уменьшается.

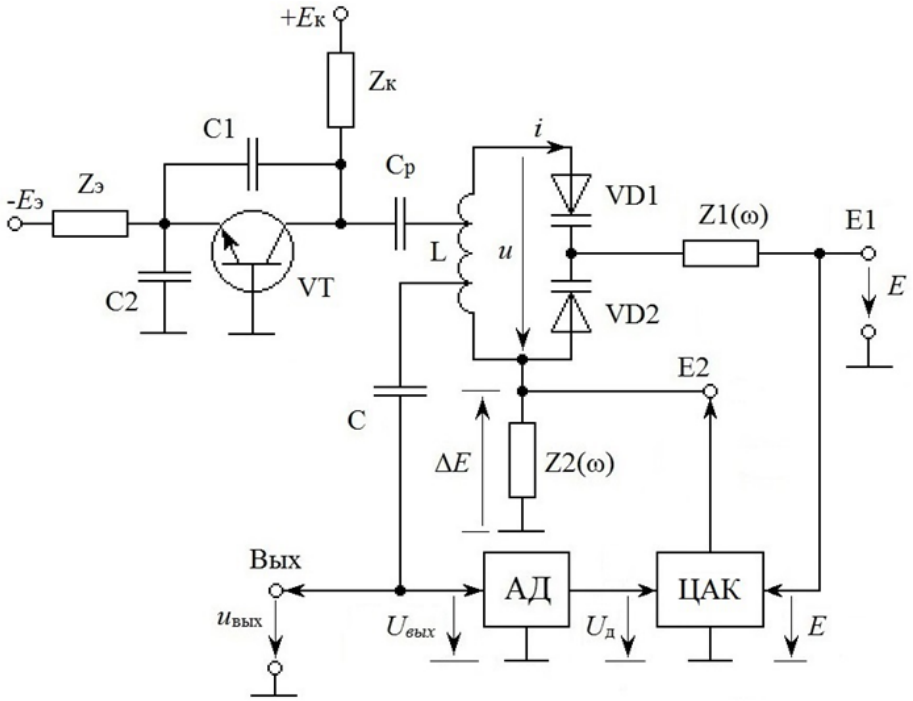


Рис. 1. Управляемый напряжением автогенератор с малой неизохронностью

Для получения выражения, связывающего напряжение компенсации ΔE с амплитудой колебания на варикапах рассмотрим работу автогенератора.

В стационарном режиме автогенератора напряжение u на контуре является гармоническим, частота колебаний ω близка к резонансной частоте контра ω_p, амплитуда колебаний U. Варикап в контуре ГУН находится под воздействием постоянного напряжения смещения E и гармонического с амплитудой U_m

$$u_в = E - U_m \cos\omega t. \quad (1)$$

Для идентичных варикапов U_m=0,5U. В общем случае эквивалентная ёмкость ВПС идентичных варикапов по первой гармонике может быть представлена [3] выражением

$$C_Э(E,U_m) = C_{0Э}(E)\,[1+\delta_c(x_m)], \quad (2)$$

где $C_{0Э}(E)$- эквивалентная ёмкость ВПС варикапов при U_m=0, $x_m=U_m/(E+\varphi_к)$ - относительная амплитуда колебания на одном варикапе, $\varphi_к$ – контактная разность потенциалов *p-n* перехода варикапа, $\delta_c(x_m)$- функция, определяемая вольт-фарадной характеристикой варикапов. Для $x_m=0$ функция $\delta_c(x_m)=0$.

Увеличение амплитуды U_m при $E=const$ вызывает рост x_m и $\delta_c(x_m)$, растёт эквивалентная ёмкость (2). Это приводит к уменьшению резонансной частоты контура $\omega_p = 1/\sqrt{LC_Э}$. Чтобы ω_p была неизменной, напряжение смещения E должно изменяться на такую величину ΔE, чтобы эквивалентная ёмкость ВПС оставалась постоянной. Связь между U_m и ΔE можно найти решив уравнение

$$C_Э(E_0) = C_Э(E,U_m), \quad (3)$$

где E_0-смещение на варикапах при $U_m \approx 0$, а $E=E_0-\Delta E$.

Для варикапов с резким *p-n* переходом вольт-фарадная характеристика хорошо аппроксимируется [4] выражением

$$C_0(E) = C_\varepsilon \left(\frac{\varepsilon + \varphi_k}{E + \varphi_k} \right)^{1/2}, \quad (4)$$

где C_ε – ёмкость варикапа, измеренная при значении напряжения $E=\varepsilon$ (указывается в паспорте варикапа). Выражение (2) в этом случае принимает вид [2]

$$C_Э(E,U_m) = C_{0Э}(E)\left(1 - \frac{1}{8}\chi_m^2\right)^{-1/2}, \quad (5)$$

где $C_{0Э}(E)=0,5C_0(E)$, $C_0(E)$– ёмкость одного варикапа в отсутствие переменного напряжения.

Для $U_m \approx 0$ при $E=E_0$ из (5) следует

$C_Э(E_0)=C_{0Э}(E_0)$. (6)

Решая уравнение (3) с учётом (5), (6), найдём

$$\frac{\Delta E}{E+\varphi_к}=-\frac{1}{8}\chi_m^2. \quad (7)$$

Принимая во внимание обозначение для x_m из (7) получим

$$\Delta E=-U^2/32(E+\varphi_K). \quad (8)$$

В выражении (8) присутствует амплитуда колебаний на контуре U. В устройстве рис.1 сигнал поступает на выход с амплитудой $U_{вых}=kU$ (где $k<1$), который затем детектируется с коэффициентом детектирования $k_д$: $U_д=k_дU_{вых}$ (где $k_д<1$). Выразим через $U_д$, $k_д$, k амплитуду U и подставим в (8). Получим функцию, которую должна реализовать ЦАК

$$\Delta E=-\frac{U_Д/32}{(kk_Д)^2(E+\varphi_к)}U_Д. \quad (9)$$

На рис. 2 приведена схема ЦАК для ВПС варикапов с резким переходом, реализующая выражение (9). Напряжение $U_д$ подаётся на первый вход аналогового перемножителя АП, выполненного по известной схеме [5], и через делитель напряжения 1:32 на резисторах R1, R2 на первый вход интегрального делителя напряжения ИДН [5]. На второй вход ИДН подаётся напряжение $(kk_д)^2\times(E+\varphi_к)$, полученное в сумматоре напряжений Σ [5]. На входы сумматора Σ подаются ослабленные в $(kk_д)^2$ раз на резистивных делителях R3, R5 и R4, R6 соответственно напряжения E и $-\varphi_к$. Величина напряжения $\varphi_к$ для кремниевых варикапов составляет 0,6÷0,8В [4]. С выхода ИДН напряжение величиной $[U_д/32]/[(kk_д)^2\times(E+\varphi_к)]$ подаётся на второй вход АП, где перемножается с напряжением $U_д$. С выхода АП напряжение (9) в полярности противоположной напряжению E подаётся на вход E2 второй цепи управления варикапами рис.1.

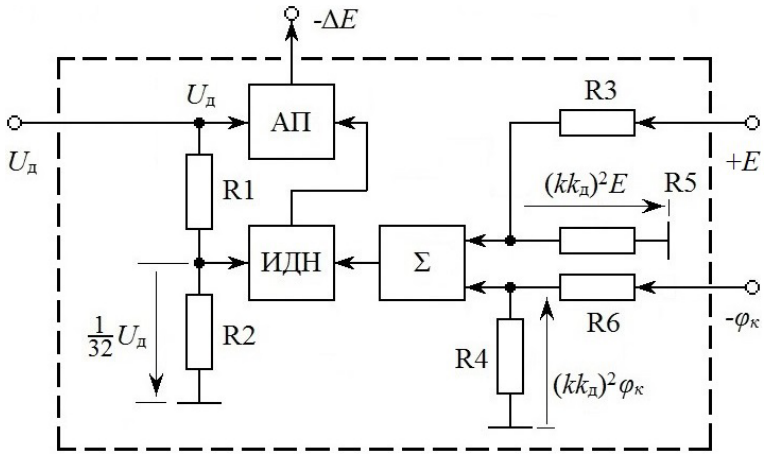


Рис. 2. Блок-схема ЦАК для варикапов с резким *p-n* переходом

Таким образом, использование предложенного способа позволяет:

- повысить стабильность частоты колебаний ГУН в условиях нестабильности режима работы транзистора;
- изменять в широких пределах режим работы транзистора автогенератора – ток транзистора, напряжения питания $E_Э$ и $E_К$, параметры цепей питания $Z_Э$ и $Z_К$ – без существенного влияния на частоту колебаний ГУН;
- осуществлять в процессе эксплуатации ГУН регулировку амплитуды колебаний без заметного влияния на частоту колебаний;
- ослабить амплитудно–частотное преобразование в ГУН;
- повысить точность настройки частоты широкополосных ГУН, за счёт снижения погрешности, вносимой изменением амплитуды колебаний при перестройке.

Литература

1. Савченко М.П., Кулешов В.Н. Экспериментальное исследование флуктуаций в транзисторном автогенераторе с варикапами // Электросвязь.-1984. №2. – С. 55-58.

2. Карлсон Д. Генератор на транзисторе со стабилизацией амплитуды колебаний при помощи диода в цепи положительной обратной связи. Патент США, кл. 331-109, H03b 3/02, H03b 5/12, №3855550 заявл. 24.08.73, опубл. 17.12.74

3. Кулешов В.Н., Савченко М.П. Эквивалентная ёмкость ВПС варикапов // Радиоэлектроника.-1988. - № 2. – С. 71-74. (Изв. высш. учеб. заведений).

4. Савченко М.П., Карпинская Т.А. Эквивалентная схема и параметры УКВ варикапов // Радиотехника, 1985, № 11.

5. Аналоговые и цифровые интегральные схемы. С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Б.П. Кудряшов и др.; Под ред. С.В. Якубовского. – М.: Сов. радио, 1979. – 336 с. (Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах).

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ СИНТЕЗАТОР СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

DIGITAL-TO-ANALOG SYNTHESIZER OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS

Рябов И.В., ryabov22@mail.ru, **Стрельников И.В., Толмачев С.В.,**
Поволжский государственный технологический университет, Республика Марий Эл, г. Йошкар-Ола.

Ryabov I.V., ryabov22@mail.ru, **Strelnikov I.V., Tolmachev S.V.,**
Volga State University of Technology, the Republic of Mari El, Yoshkar-Ola

Abstract

The article considers the structure and the principle of operation of the digital-to-analog synthesizer of ultra-wideband signals, their function and the field of application. The advantages of the application of combined synthesizers over traditional DDS were described.

Аннотация

Рассмотрены состав и принцип работы цифроаналогового синтезатора широкополосных сигналов, их назначение и область применения. Описаны преимущества применения комбинированных синтезаторов над традиционными ЦВС.

Введение

Теория и техника формирования сложных сигналов активно развивается в связи с широким внедрением мобильных средств связи, систем прецизионных радиотехнических измерений, радиолокации и навигации. Известно множество вариантов технических решений по построению синтезаторов сетки частот. Особенность техники синтеза стабильных частот заключается в том, что при повышенных требованиях к чистоте спектра выходного сигнала невозможно решить поставленные задачи с помощью простых технических решений, и приходится прибегать к построению комбинированных и многозвенных структур.

Устройства формирования гармонических колебаний с высокими и прецизионными требованиями к чистоте спектральной линии (синтезаторы частот) получили широкое распространение благодаря тому, что измерения частоты колебаний могут производиться с наиболее высокой точностью среди других видов физических измерений, а источники опорных колебаний имеют чрезвычайно малую собственную нестабильность частоты. На основе техники формирования колебаний со стабильной частотой повторения развиваются устройства формирования сигналов с заданным законом изменения амплитуды, частоты, фазы несущего колебания или формы сигнала [1].

Цель работы – повышение быстродействия цифрового вычислительного синтезатора и расширение полосы синтезируемых частот**.**

1. Цифроаналоговый синтезатор сверхширокополосных сигналов

Цифроаналоговый синтезатор (по рис. 1) содержит генератор тактовых импульсов 1, реверсивный счетчик 2, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) 3, генератор, управляемый напряжением (ГУН) 4, схему сравнения кодов 5, блок постоянного запоминания (ПЗУ) 6, первый делитель частоты 7, фазовый дискриминатор 8, второй делитель частоты 9, цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) 10 [2, 3, 4].

Цифроаналоговый синтезатор сверхширокополосных сигналов работает следующим образом.

На адресный вход ПЗУ 6 поступает код A_i, который в схеме сравнения кодов 5 сравнивается с кодом Q на выходе реверсивного счетчика 2, и , если $A_i > Q$, то счетчик 2 переключается в режим на увеличение счета. Код Q поступает на вход ЦАП 3, напряжение с выхода которого поступает на второй управляющий вход ГУН 4. Увеличение кода Q приводит к увеличению напряжения на выходе ЦАП 3, что приводит к повышению частоты ГУН 4 синтезируемого сигнала. Генератор тактовых импульсов 1 служит для тактирования цифрового вычислительного синтезатора 10 и реверсивного счетчика 2.

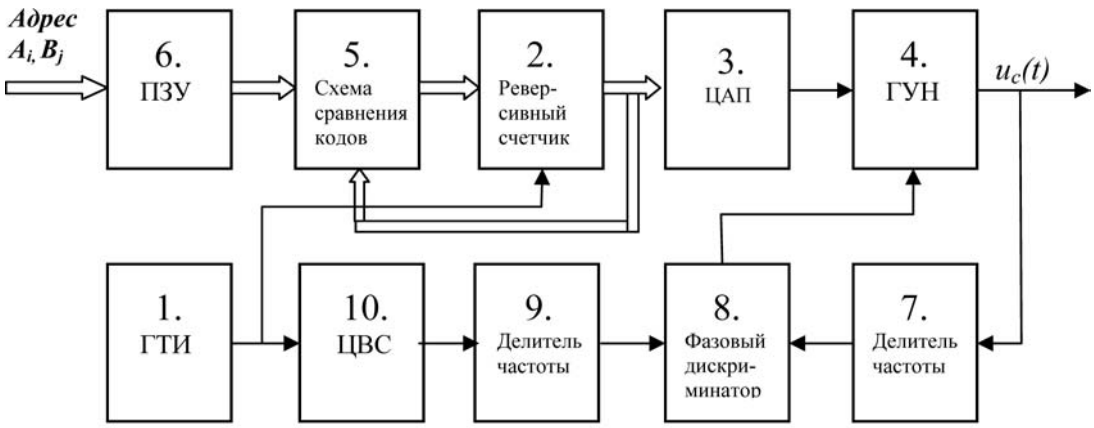


Рис. 1. Цифроаналоговый синтезатор сверхширокополосных сигналов

Сигнал с выхода ГУН 4 подается на первый делитель частоты 7 и далее поступает на первый вход фазового дискриминатора 8, на другой вод которого подается сигнал с ЦВС 10 через второй делитель частоты 9. Тогда на выходе фазового дискриминатора 8 будет сформировано управляющее напряжение, пропорциональное сигналу ошибки, который поступает на первый управляющий вход ГУН 4.

Далее на адресный вход ПЗУ 6 поступает код B_j, определяющий значение конечной частоты синтезатора, который поступает на вход схемы сравнения кодов 5. При условии $Q > B_j$, происходит переключение режима счетчика 2 на уменьшение. В соответствии с этим на выходе ЦАП3 формируется управляющее напряжение, которое подается на управляющий вход ГУН 4 и будет изменять частоту синтезируемого сигнала.

На выходе ГУН 4 частота синтезируемого сигнала $f_{ГУН}$ будет пропорциональна коду реверсивного счетчика 2. Частоту на выходе ГУН синтезатора можно описать формулой

$$f_{ГУН} = f_{ЦВС} \times M/N, \quad (1)$$

где M – коэффициент деления делителя 1; N – коэффициент деления делителя 2.

Затем код Q на выходе реверсивного счетчика 2 начинает уменьшаться, пока не выполнится условие $Q < A_i$, после чего направление сета в нем снова станет положительным.

Таким образом, на выходе синтезатора формируется частотно-модулированный сигнал с V-образным законом модуляции частоты, описываемое системой уравнений

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi f_{гун}\, t + \pi f`\, t^2), \text{ при } A_i < Q, \quad (2)$$

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi f_{гун}\, t + \pi f`\, t^2), \text{ при } B_j > Q, \quad (3)$$

где U_0 – амплитуда сигнала на выходе синтезатора; $\pi f`$ – скорость изменения частоты ЧМ сигнала. [5].

Заключение

Описанный в статье цифроаналоговый синтезатор сверхширокополосных сигналов обладает повышенным быстродействием, более широкой полосой рабочих частот, высокой скоростью изменения частоты синтезируемого ЧМ сигнала, имеет более «чистый» спектр выходных колебаний.

Область применения цифроаналогового синтезатора сверхширокополосных сигналов: радиолокация, современные адаптивные системы связи, телекоммуникации.

Литература

1. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов. Учебное пособие. Москва: Изд. Центр «Академия», 2005.

2. Рябов И.В. Цифровой синтез прецизионных сигналов. Монография. Йошкар-Ола, МарГТУ, 2005.

3. Рябов И.В. Цифровой синтезатор с V-образным законом модуляции частоты //Приборы и техника эксперимента. № 3, 3006. С 46-49.

4. Ryabov I.V. Digital frequency synthesizer with V-shaped modulation low //Instruments and Experimental Technique. № 3, 2006. P 44-47.

5. Патент РФ №2407144. МПК H03L 7/18. Синтезатор с V-образным законом модуляции частоты /Рябов И.В., Дедоа А.Н., Юрьев П.М.. Заявл. 22.06.2009. Опубл. 20.12.2010. Бюл. №35.

ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ СИНТЕЗАТОР С V-ОБРАЗНЫМ ЗАКОНОМ МОДУЛЯЦИИ ЧАСТОТЫ

DIRECT DIGITAL SYNTHESIZER WITH V-SHAPED FREQUENCY MODULATION LAW

Рябов И.В., *ryabov22@mail.ru*, **Стрельников И.В., Чернов Д.А.,**
Поволжский государственный технологический университет,
Республика Марий Эл, г. Йошкар-Ола

Ryabov I.V., *ryabov22@mail.ru*, **Strelnikov I.V., Chernov D.A.**
Volga State University of Technology, the Republic of Mari El, Yoshkar-Ola, Lenin Square

Abstract

The article considers the problems of the design of direct digital synthesizers of frequency-modulated signals, the structure and the principle of operation of the synthesizer with V-shaped frequency modulation law. The function and the field of application of this DDS have been revealed.

Аннотация

Рассмотрены вопросы построения цифровых вычислительных синтезаторов частотно-модулированных сигналов, состав и принцип работы синтезатора с V-образным законом модуляции частоты. Обозначены назначение и область применения данного вида ЦВС.

Введение

Синтезаторами стабильных частот (ССЧ) называют устройства, преобразующие гармоническое колебание опорного источника, частота которого принимается за эталонную, в гармоническое колебание с требуемыми законами модуляции частоты, фазы и амплитуды [1].

Наибольшее применение в радиоэлектронной аппаратуре находят одноопорные ССЧ, формирующие гармоническое колебание со стабильной фазой, частота которых может принимать одно из множества значений, образующих равномерную сетку частот и переключаться с одного значения частоты на другое.

Прямой цифровой синтезатор, или цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) строится на основе накопителя кода фазы, преобразователя кодов и цифроаналогового преобразователя (ЦАП) [1,2].

Такие ЦВС обеспечивают малые погрешности установки параметров, небольшое время перехода с одной частоты на другую, малым шагом сетки частот, но их выходные частоты ограничены быстродействием цифровых узлов. Максимальная синтезируемая частота на практике не превышает ¼ от тактовой частоты [2].

Достижения микроэлектроники и цифровой техники привели к расширению области применения ЦВС: цифровые синтезаторы широко применяются в радиолокации, радионавигации и современных адаптивных системах связи.

Современные ЦВС выпускаются в виде интегральных микросхем и работают на тактовых частотах от 200 до 4000 МГц, и позволяют синтезировать сложные сигналы в диапазоне частот до 500-800 МГц с различными видами модуляции: амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией [3, 4].

Цель работы – разработка цифрового вычислительного синтезатора частотно-модулированных сигналов с V-образным законом модуляции частоты.

1. Цифровой вычислительный синтезатор

Цифровой вычислительный синтезатор с V-образным законом модуляции частоты (по рис. 1) содержит первый и второй регистры памяти 1 и 8, блок постоянного запоминания 2, реверсивный счетчик

частоты 3, цифровой накопитель 4, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) 5, фильтр нижних частот (ФНЧ) 6, полосовой фильтр 7, делитель с переменным коэффициентом деления 9, формирователь импульсов 10, преобразователь кодов 11, устройство отображения информации 12, ждущий мультивибратор 13, эталонный генератор 14, блок задержки 15 [5].

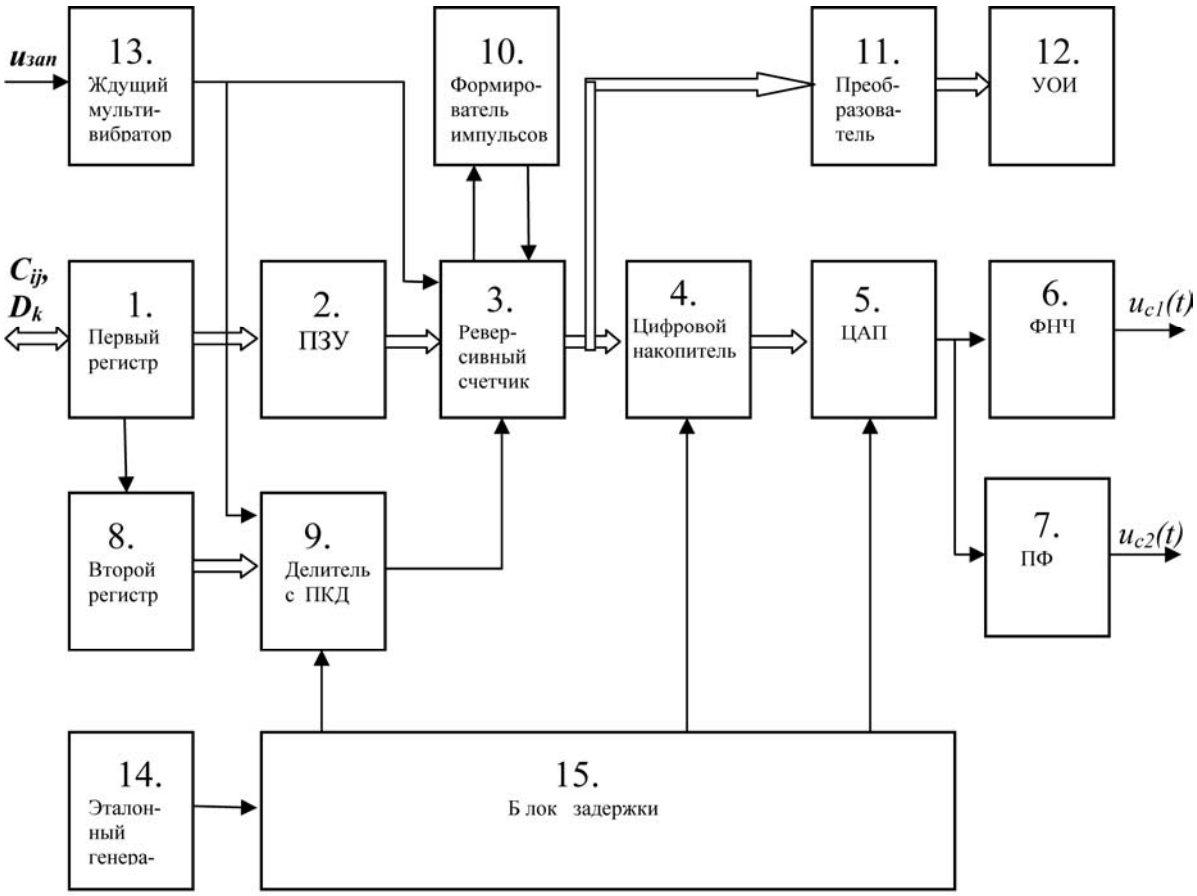


Рис. 1. Цифровой вычислительный синтезатор

Цифровой вычислительный синтезатор работает следующим образом.

Эталонный генератор 14 выдает сигнал опорной частоты синусоидальной формы, из которого в блоке задержки 15 формируются последовательности тактовых

импульсов формы «меандр», поступающие на тактовые входы цифрового накопителя 4, ЦАП 5, ДПКД 9 и служащие для синхронизации работы основных узлов ЦВС.

Из управляющей ЭВМ происходит запись кода начальной частоты C_i в регистр памяти 1, а кода D_k – во второй регистр памяти 8.

Пусть в момент времени t_0 приходит импульс запуска $u_{зап}(t)$ на вход ждущего мультивибратора 3, который формирует импульс установки $u_{уст}(t)$, по которому код начальной частоты C_i записывается из первого регистра памяти 1 через ПЗУ 2 в реверсивный счетчик 3, а код D_k из второго регистра памяти 8 в делитель с переменным коэффициентом деления 9.

Далее с каждым последующим тактовым импульсом (моменты времени t_1, t_2, t_3 и т.д.) на выходе реверсивного счетчика 3 код синтезируемой частоты f_c будет изменяться по формуле:

$$A = C_i + T / D_k \quad (1)$$

Как только старший разряд счетчика 3 примет значение «1» формирователь импульсов 10 переключит направление счета реверсивного счетчика 3 и код частоты будет изменяться по формуле:

$$A = C_j - T / D_k \quad (2)$$

На выходе цифрового накопителя 4 код суммирования будет описываться формулами:

$$S = C_i \times T + T^2 / D_k \quad (3)$$

$$S = C_J \times T - T^2 / D_k \quad (4)$$

Если принять следующие обозначения

$f_0 = C$ – начальная частота; $f\ ` = 1/D_k$ – скорость изменения частоты; $\Delta t = T$ – длительность тактового интервала, то фаза синтезируемого сигнала будет изменяться по формулам:

$$\varphi = f_0\, t + 0{,}5\, f\ `t^2 \qquad (5)$$

На выходе ЦАП 5 формируется ступенчатый сигнал «треугольной» формы, который поступает на вход ФНЧ 6, пропускающий на выход ЦВС только первую гармонику сформированного сигнала. Этот сигнал можно описать формулой

$$u_{c1}(t) = U_0 \sin\,(f_0\, t + 0{,}5\, f\ `t^2) \qquad (6)$$

В данном ЦВС есть второй аналоговый выход, на который приходит сигнал с полосового фильтра 7, пропускающий третью гармонику синтезированного сигнала

$$u_{c2}(t) = U_0 \sin\,(3f_0\, t + 1{,}5\, f\ `t^2) \qquad (7)$$

Как только на вход ждущего мультивибратора 13 поступит следующий импульс запуска, направление счета реверсивного счетчика 3 снова станет положительным.

Таким образом, на выходах цифрового вычислительного синтезатора формируются частотно-модулированные сигналы с V-образным законом модуляции частоты, которые могут использоваться в радиолокации для измерения частоты Допплера.

Заключение

Описанный в статье цифровой вычислительный синтезатор позволяет синтезировать частотно-модулированные сигналы, обладает экстремальной высокой скоростью перестройки частоты, сверхмалым шагом сетки частот и повышенным быстродействием.

Область применения цифрового вычислительного синтезатора: радиолокация, радионавигация, информационно-измерительные системы.

Литература

1. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов. Учебное пособие. Москва: Изд. Центр «Академия», 2005.

2. Рябов И.В. Цифровой синтез прецизионных сигналов. Монография. Йошкар-Ола, МарГТУ, 2005.

3. Рябов И.В. Цифровой синтезатор с V-образным законом модуляции частоты //Приборы и техника эксперимента. № 3, 3006. С 46-49.

4. Ryabov I.V. Digital frequency synthesizer with V-shaped modulation low //Instruments and Experimental Technique. № 3, 2006. P 44-47.

5. Патент РФ №2286645. МПК H03L 7/18, H03B 19/00. Цифровой вычислительный синтезатор / Рябов И.В., Морозова О.Е. Заявл. 25.03.2005. Опубл. 27.10.2006. Бюл. №30.

РАСЧЁТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ЛАПЛАСА-ПАДЕ

Владимиров М.Д., vladimirovmd@mail.ru,
Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Vladimirov M.D., vladimirovmd@mail.ru,
National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow

Аннотация

В докладе рассматривается один из перспективных численных методов обратного преобразования Лапласа – метод Лапласа–Паде [1], а также его пошаговая модификация, которая позволяет повысить точность вычисления переходных процессов в линейных цепях, разбив интервал интегрирования на несколько отрезков и применив в точках «стыка» сшивание решений с учетом непрерывности функции и её производных [2, 3]. Ранее эта задача решалась при анализе импульсных и переходных характеристик цепей типа фильтров нижних и верхних частот, полосно-пропускающих и режекторных фильтров.

Цель доклада – разработать алгоритмы применения метода Лапласа-Паде при расчёте переходных и установившихся режимов в линейных цепях при воздействии периодических последовательностей импульсных сигналов произвольной формы, в том числе радиоимпульсов.

Метод Лапласа–Паде и его свойства. Метод основан на замене переменной $z = s \cdot t$ и аппроксимации $\exp(st)$ в формуле обращения Лапласа функцией Паде [1]:

$$\exp(z) = R_{NM} = \frac{R_N(z)}{Q_M(z)} = \sum_{i=1}^{M} \frac{K_i}{z - z_i}. \tag{1}$$

где K_i – вычеты в полюсах z_i; $M + N$ – порядок аппроксимации; $M \geq N + 1$.

Подставив (1) в формулу обращения Лапласа и применив теорему о вычетах, получим формулы для вычисления оригиналов $v(t)$ и их производных по изображениям:

$$v(t) \approx v_p(t) = -\frac{1}{t}\sum_{i=1}^{M} K_i V(z_i/t);\ v_p^{(n)}(t) = -\frac{1}{t}\sum_{i=0}^{M} K_i (z_i/t)^n V(z_i/t),\ n \leq \mu = \kappa + M - N. \tag{2}$$

Согласно (2) точность вычисления производной равна точности вычисления функции, $\kappa -$ разность степеней знаменателя и числителя схемной функции цепи. Если $n > \mu$, то для вычисления производных недостающих порядков можно применить один из численных методов разложения $v_p^{(\nu)}(t)$ в ряд Тейлора, например, метод ДПФ интерполяции [1]. Преобразования (2) являются расчётными формулами метода Лапласа–Паде и в сочетании с (1) определяют его основные свойства [1-3] .

Модификация метода Лапласа–Паде. Рассмотрим динамическую систему, определяемую дифференциальным уравнением *n*-го порядка

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \ldots + a_1 y' + a_0 y = f(t) \tag{3}$$

с заданными значениями производных при $t = 0$: $y(0) = A_0$, $y^{(k)}(0) = A_k$, $k = \overline{1, n-1}$. Записав (3) в операторной форме и переходя от изображения $Y(s)$ к оригиналу:

$$y(t) = D_0 g^{(n-1)}(t) + D_1 g^{(n-2)}(t) + \ldots + D_{n-1} g(t) + y_{\text{в}}(t). \tag{4}$$

Здесь $g(t) = L^{-1}[1/P(s)]$, $y_{\text{в}}(t) = L^{-1}\left[F(s)/P(s)\right]-$ вынужденная составляющая решения; $D_0 = a_n A_0$, $D_1 = a_{n-1} A_0 + a_n A_1, \cdots, D_{n-1} = a_1 A_0 + a_2 A_1 + \ldots + a_n A_{n-1}$.

В методе Лапласа–Паде импульсная характеристика $g(t)$ и её производные в (4) определяются по формулам (2). Если интервал интегрирования превышает радиус сходимости метода Лапласа–Паде, его

следует разбить на несколько участков и применить процедуру «сшивания» решений в каждой граничной точке. Так в [3] сформулирован модифицированный «пошаговый» алгоритм интегрирования, адаптированный к решению задачи расчёта переходных процессов в цепях с переменной структурой.

Расчет переходных и установившихся режимов при воздействии периодических последовательностей импульсных сигналов. Специфика расчета связана, прежде всего, с формой импульсов и отношением периода T к длительности импульса τ и ширине полосы цепи. Вполне понятно, что при больших скважностях $q = T/\tau$ переходный процесс завершается к моменту поступления очередного импульса и, следовательно, анализ сводится к расчету прохождения через цепь одиночного импульса. В общем случай малых скважностей $q \propto 2$ к моменту прихода очередного импульса значение отклика $v(nT) \neq 0$ и согласно модифицированному методу Лапласа – Паде расчет следует проводить по формуле (4) с учетом начальных условий при $t = nT$.

В качестве первого примера рассмотрим воздействие на цепь последовательности прямоугольных импульсов со скважностью $q = 1$. Примем, что при $t = 0$ начальные условия нулевые и коэффициент передачи цепи $K(s) = 1$. Известно, что изображение прямоугольного импульса при $t = 0...T$ имеет вид: $E(s) = (1 - \exp(-s\tau))/s$.

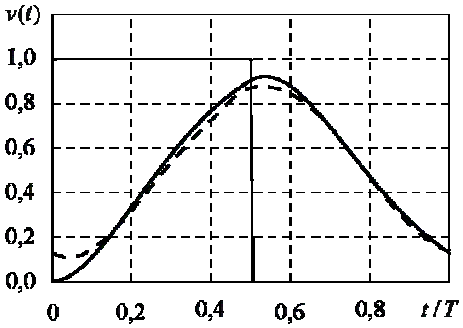


Рис. 1. Отклик фильтра Баттерворта второго порядка на единичный прямоугольный импульс, рассчитанный точным методом (сплошная линия) и прямым методом Лапласа-Паде (штриховая линия)

Применение формулы (2) к этому изображению приводит к неудовлетворительному результату. Ошибка остается заметной и при расчете отклика на выходе фильтра Баттерворта (рис.1).

Однако, представив импульс как сумму единичного скачка при $t = 0$ и аналогичного скачка с амплитудой $e(\tau) = -1$, получим описание импульса с машинной точностью $\varepsilon \propto 10^{-12}$. Этот подход следует применять и в общем случае, когда изображение отклика $V(s) = K(s)E(s)$.

Примеры расчета отклика цепи с характеристиками ФНЧ показаны на рис. 2. Абсолютная ошибка отклика не превышает $\varepsilon \propto 10^{-7} \div 10^{-6}$.

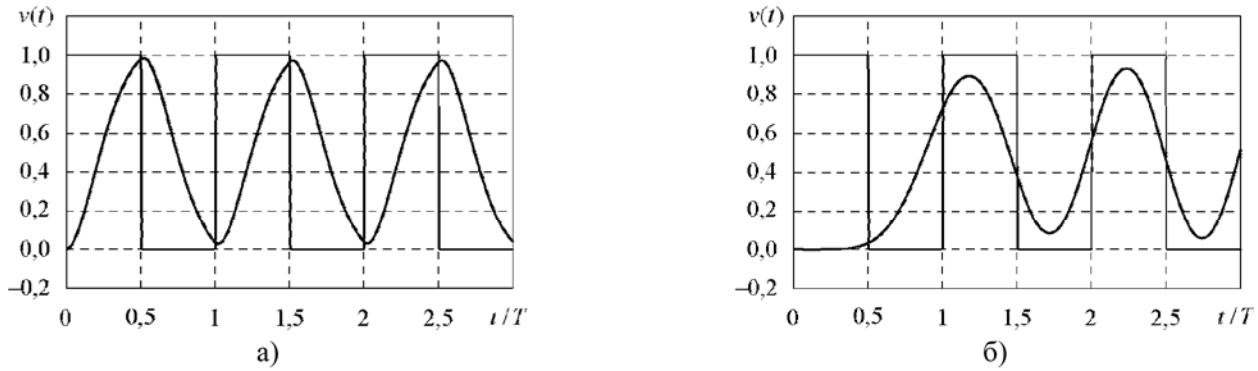


Рис. 2. Переходные процессы в фильтре Баттерворта второго (*а*) и восьмого (*б*) порядков при воздействии последовательности прямоугольных импульсов

Аналогичный подход следует применять в тех случаях, когда «одиночные» импульсы, составляющие периодическую функцию входного сигнала, можно представить в виде отрезков прямых линий.

В качестве примера на рис. 3 показаны графики откликов при прохождении через ФНЧ типа Баттерворта, $n = 2$, 8, периодической последовательности синусоидальных импульсов единичной амплитуды и углом отсечки $\theta = \pi/2$. В этом случае

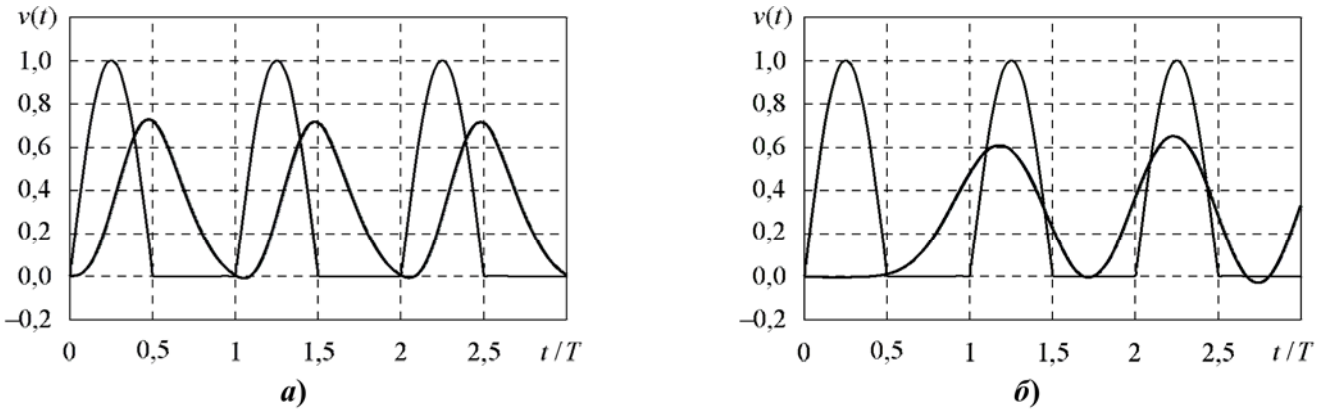


Рис. 3. Переходные процессы в фильтре Баттерворта второго (*а*) и восьмого (*б*) порядков при воздействии последовательности синусоидальных импульсов

и расчеты выполнены модифицированным методом Лапласа–Паде на трех периодах внешнего воздействия. Абсолютная ошибка по сравнению с точным решением не превышает величины $\varepsilon \propto 10^{-3} \div 10^{-2}$.

Для многих линейных систем, в частности моделей транзисторных усилителей, порядок уравнений не превышает четырех-пяти, и периодический режим устанавливается практически через три-четыре периода внешнего воздействия. Этот подход в силу простоты алгоритма можно использовать для расчета установившихся решений. При строгом подходе изображение по Лапласу является результатом наложения на *n*-м периоде воздействия всех предшествующих импульсов, в пределе $n \to \infty$:

$$F(s) = K(s) / (1 - \exp(-sT)). \qquad (6)$$

В силу идентичности выражений (5) и (6) ожидаемая абсолютная ошибка не должна превышать величины $\varepsilon \propto 10^{-3} \div 10^{-2}$. В то же время, согласно «предварительным» результатам моделирования, точность расчетов по методу Лапласа–Паде можно заметно повысить, если заменить выражение $(1 - \exp(-sT))^{-1}$ в формуле (6), по аналогии с (1), аппроксимацией Паде [4].

Заключение

Предложено несколько вариантов применения модифицированного метода Лапласа–Паде для расчета переходных и установившихся режимов при воздействии на линейную систему периодической последовательности импульсных сигналов различной формы. Дана оценка ошибки численного моделирования и предложены способы повышения точности метода. Предложенные методы применимы к цепям типа полосно-пропускающих и режекторных фильтров, если цепи представлять их НЧ и ВЧ эквивалентами и от временных функций перейти к их комплексным огибающим [3, 5].

Литература

1. Влах К., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988.

2. Богачев В.М., Балашков М.В., Владимиров М.Д. Анализ переходных процессов в фильтрах нижних и верхних частот численным методом Лапласа–Паде. «СИНХРОИНФО-2013» – Ярославль: ООО «Брис-М», 2013. С. 60-62.

3. Богачев В.М., Балашков М.В., Соломатин Д.А., Владимиров М.Д. Основные свойства численного обратного преобразования Лапласа–Паде и его пошаговая модификация. Вестник МЭИ. 2015. (В печати).

4. Бейкер Дж., Грейвс-Моррис П. Аппроксимации Паде. – М.: Мир. 1986.

5. Богачев В.М., Соломатин Д.А. Модификация метода Влаха для анализа переходных процессов в частотно-избирательных цепях. Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова, вып.57. Том 2. – М.: Ред. журнала "Радиотехника", 2002. – С. 76-78.

КОМПЛЕКС АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ ЛАБОРАТОРНЫХ СТЕНДОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СОВРЕМЕННЫХ УСТРОЙСТВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

HARDWARE-AND-SOFTWARE LABORATORY BENCHES DEVELOPMENT BY WAY OF MODERN SIGNAL GENERATING DEVICES SPECTRAL CHARACTERISTIC INVESTIGATION

Кочемасов В.Н., *к. т. н., начальник НИО-33*, **Голубков А.В.,** *научный сотрудник НИО-33*,
Дингес С.И., *к.т.н., доцент кафедры Радиооборудования и Схемотехники (РОС),*
Хасьянова Е.Р., *младший научный сотрудник НИО-33*, ehasyanova@gmail.com,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Abstract

The research is focused on the development of hardware-and-software laboratory stands, software due to control them and laboratory operations manual aimed to studies and laboratory-based work undertaking. The aim of the research is to improve the efficiency of learning process of bachelor's, Master's degree and PhD students in the field of signal generation. Proposed technical equipment allows generating and analyzing both standard and complex radio signals. It also introduces students to the modern devices of signals forming and analysis. Result of the work is two hardware and software laboratory benches. The first is aimed to the studying of modern direct digital synthesizers (DDS). It based on the development board with 1508PL8T chip [1]. The second is to the research of the spectral characteristics of modulated and unmodulated signals with the use of G4-RC2/150 [2] as signals generator.

Аннотация

Исследовательская работа посвящена разработке и созданию лабораторных аппаратно-программных стендов, программного обеспечения для управления их параметрами и методических указаний для проведения исследований и выполнения лабораторных работ с целью повышения эффективности учебного процесса бакалавров, исследовательской работы магистров и аспирантов в области формирования сигналов. Предлагаемое техническое оснащение позволяет формировать и анализировать как стандартные, так и сложные радиосигналы, знакомит студентов с современными устройствами формирования и анализа сигналов.

В результате работы созданы два лабораторных стенда. Первый посвящен изучению современных цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) на примере микросхемы 1508ПЛ8Т [1]. Второй – изучению спектральных характеристик модулированных и немодулированных сигналов с применением генератора Г4-РК2/150 [2].

Введение

В последнее время активно развиваются бюджетные измерительные приборы с параметрами, присущими измерительным приборам более высокой ценовой категории. Внедрение подобных приборов в учебный процесс позволяет студентам получить в дополнение к теоретическим курсам навыки работы с реальным оборудованием и, тем самым повысить уровень подготовки к дальнейшей профессиональной деятельности.

1. Лабораторный стенд по изучению спектральных характеристик немодулированных и модулированных сигналов

В его состав входят двухканальный генератор высокочастотных сигналов Г4-РК2/150, анализатор спектра Signal Hound USB-SA44B[3], работающий в диапазоне частот 1 Гц – 4,4 ГГц, персональный компьютер с соответствующим программным обеспечением для управления генератором и анализатором спектра. С помощью данного стенда студенты могут ознакомиться со спектральными характеристиками АМ, ЧМ, ФМ, BFSK, BPSK, QFSK, QPSK сигналов, измерить параметры сформированных сигналов в частотной области и получить навыки работы с анализатором спектра.

Двухканальный генератор высокочастотных сигналов Г4-РК2/150 предназначен для настройки, регулировки и контроля радиоприемной, радиопередающей и другой радиотехнической аппаратуры в диапазоне частот от 0.4 до 150 МГц.

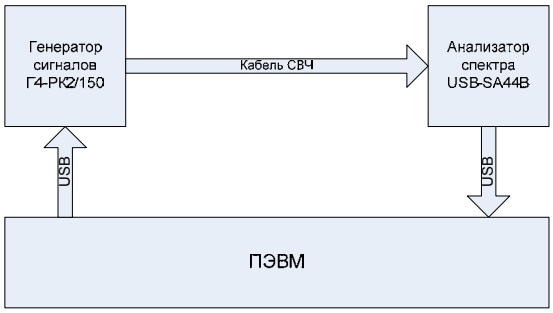


Рис. 1. Структурная схема лабораторного стенда для изучения спектральных характеристик сигналов

В методических указаниях к лабораторной работе представлены задания по исследованию спектра немодулированного сигнала, сигналов с аналоговой и цифровой модуляцией. Кроме того, для сигнала с аналоговой модуляцией предлагается снять временную диаграмму модулирующего сигнала в режиме работы анализатора спектра с нулевой полосой обзора.

2. Изучение современных цифровых вычислительных синтезаторов на примере микросхемы 1508ПЛ8Т

Учебный лабораторный стенд содержит отладочную плату с цифровым вычислительным двухканальным синтезатором 1508ПЛ8Т, анализатор спектра Signal Hound USB-SA44B, персональный компьютер для управления платой и анализатором спектра (Рис. 2) с установленным на нем необходимым программным обеспечением.

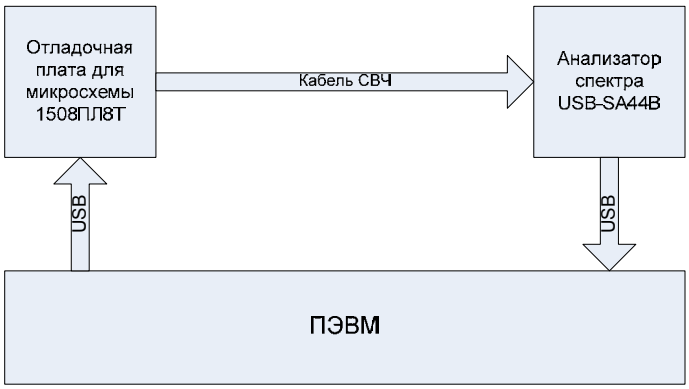


Рис. 2. Структурная схема лабораторного стенда

Основной частью отладочной платы является микросхема ЦВС 1508ПЛ8Т, производства ОАО НПЦ «Элвис», содержащая два идентичных канала. В лабораторной работе используется только первый канал (Рис. 4).

Отладочная плата [4] предназначена для демонстрации возможностей микросхемы цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) 1508ПЛ8Т. Управление устройством осуществляется по шине USB 2.0 от компьютера.

В ходе лабораторной работы студенты знакомятся с принципом цифрового синтеза, параметрами ЦВС, измеряют их в частотной области. В методических указаниях к работе представлены задания по снятию характеристик сформированного сигнала в режиме непрерывной генерации; сигналов с фазовой (BPSK, QPSK) манипуляцией, сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), измерению уровня фазовых шумов ЦВС. Также изучаются принципы высокоуровневого и низкоуровнего задания параметров сигнала.

Заключение

В исследовании представлены два законченных лабораторных стенда, посвященных принципам генерирования и анализа сигналов с применением современных электронных приборов. Дальнейшая работа заключается в постановке еще двух аналогичных работ. Первая будет посвящена синтезу частот на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением микросхемы 1508ПЛ9Т производства ОАО НПЦ «Элвис». Вторая предполагает измерение амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) фильтров и кварцевых резонаторов[5].

Литература

1. Микросхема интегральная 1508ПЛ8Т. Техническое описание.
http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/eb1508pl8t/1508pl8d.pdf.
2. Универсальный двухканальный генератор Г4-РК2/150. Техническое описание.
http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/generator/instruction.pdf.
3. Signal Hound USB-SA44B. Инструкция пользователя.
http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/sa44/SA44B_211a_rus.pdf.
4. Отладочная плата для микросхемы 1508ПЛ8Т. Техническое описание.
http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/eb1508pl8t/1508pl8d.pdf.
5. Измерение параметров кварцевых резонаторов с помощью генератора Г4-РК2/150-АФ с опцией измерения АЧХ и ФЧХ. http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/generator/article.pdf.

ЭЛЕКТРОННО-ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ СПИН-ВОЛНОВОЙ РАДИОФОТОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

ELECTRONICALLY TUNABLE SPIN-WAVE MICROWAVE PHOTONIC GENERATOR

Устинов А.Б., Никитин А.А., Калиникос Б.А., ustinov-rus@mail.ru,
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"

Ustinov A.B., Nikitin A.A., Kalinikos B.A., ustinov-rus@mail.ru,
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Abstract

For the first time experimental characteristics of the spin-wave optoelectronic generator of microwave signal were investigated. It was shown that spin-wave delay line allows to tune the frequency of generation in a wide range while maintaining low phase noise.

В настоящее время одним из наиболее перспективных способов генерации сверхвысокочастотных (СВЧ) сигналов с низким уровнем фазового шума является использование кольцевых оптоэлектронных генераторов [1, 2], которые часто называют радиофотонными (Microwave Photonic) генераторами. В большинстве случаев оптоэлектронный СВЧ генератор строится по кольцевой схеме, состоящей из радиочастотного и оптического трактов. В простейшем случае оптический тракт генератора состоит из лазерного модуля, электрооптического модулятора излучения, оптоволоконного кабеля (или миниатюрного оптического резонатора) и фотодетектора. Основными элементами радиочастотного тракта являются СВЧ усилитель и СВЧ фильтр.

Целью данной работы являлось исследование характеристик перестраиваемого спин-волнового оптоэлектронного СВЧ генератора, содержащего в качестве частотозадающего элемента пленочную спин-волновую линию задержки сверхвысокочастотного сигнала [3], принцип работы которой основан на возбуждении спиновых волн в пленках железо-иттриевого граната (ЖИГ). Такие фильтры не только обеспечивают частотную фильтрацию, но и вносят в СВЧ цепь время задержки, которое велико по сравнению со временем задержки обычных полосно-пропускающих резонансных СВЧ фильтров.

Блок-схема экспериментального макета генератора изображена на рис. 1. Генератор представлял собой кольцевую схему, состоявшую из оптического и радиочастотного трактов. Оптический тракт генератора был выполнен из коммерческих изделий: полупроводникового лазера (1) с длиной волны оптического излучения 1.55 μm, электрооптического модулятора (2), оптоволоконного кабеля (3) длиной 100 m и полупроводникового фотодетектора (4). Верхняя рабочая частота фотодетектора составляла 1500 MHz. Основными элементами радиочастотного тракта являлись два одинаковых СВЧ усилителя (5) и оригинальный спин-волновой СВЧ фильтр (6). Суммарный коэффициент усиления в СВЧ тракте регулировался переменным аттенюатором (7). Частотный диапазон СВЧ усилителей составлял 650-1400 MHz. Отсюда частотный диапазон генерации СВЧ сигнала лежал в этих же пределах.

Для осуществления электронной перестройки частоты генерируемого сигнала был изготовлен электронно-перестраиваемый СВЧ фильтр на эпитаксиальной пленке ЖИГ (8). Фильтр имел копланарную конструкцию [4]. Для обеспечения работы фильтра при уровнях СВЧ мощности, достигающих десятков милливатт на частотах 650-1400 MHz, была выбрана монокристаллическая пленка из замещенного железо-иттриего граната. Пленка имела намагниченность насыщения $4\pi M_S$=280 G и толщину 83 μm. Для возбуждения и приема спиновых волн использовались копланарные антенны (9) длиной 3 mm, имеющие ширину центрального полоска 500 μm и щели шириной 250 мкм, нанесенные на подложку из поликора толщиной 1 mm (см. рис. 1). Расстояние между антеннами составляло 3 mm. Антенны питались от подводящих копланарных линий передачи, имевших волновое сопротивление 50 Ohm.

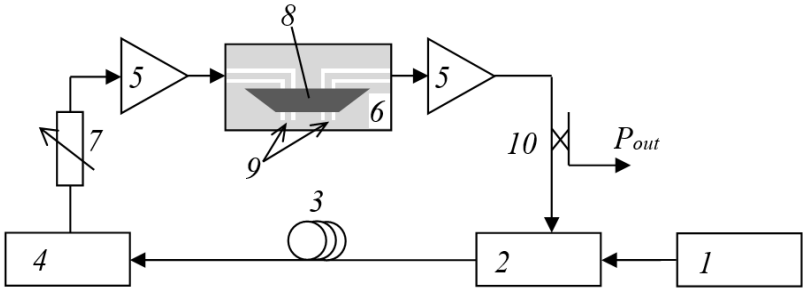


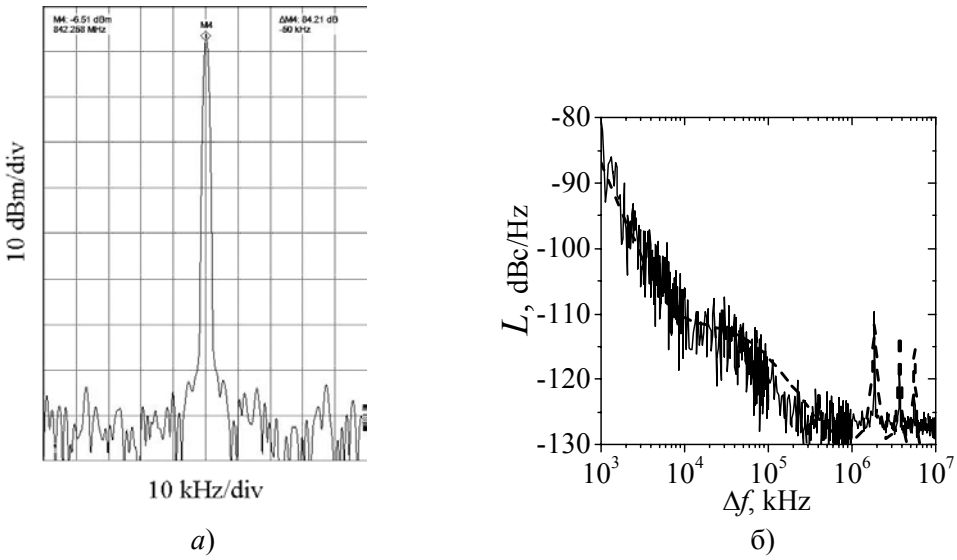
Рис. 1. Блок-схема радиофотонного СВЧ генератора

Рассмотрим принцип действия спин-волнового оптоэлектронного генератора. Лазерный диод (1) излучает непрерывное оптическое излучение, выполняющее функцию несущего сигнала. Электрооптический модулятор (2) модулирует амплитуду оптического излучения СВЧ сигналом, поступающим из радиочастотного тракта. Модулированное оптическое излучение, распространяясь по оптоволоконному кабелю (3), задерживается на время τ_{opt} и детектируется фотодиодом (4) (см. рис. 1). Детектированный оптический сигнал на выходе фотодиода представляет собой сверхвысокочастотный сигнал. Этот сигнал усиливается с помощью СВЧ усилителя (5) и поступает на частотозадающий фильтрующий элемент - спин-волновую линию задержки (6). Подчеркнем, что она выполняет две функции: фильтрации и задержки СВЧ сигнала рабочей частоты на время τ_{sw}. Далее СВЧ сигнал еще раз усиливается и подается на электрооптический модулятор (2), замыкая кольцевую схему. Заметим, что пара СВЧ усилителей (5) компенсирует суммарные потери на распространение СВЧ сигнала в кольце. Небольшая часть СВЧ сигнала выводится из кольца направленным ответвителем (10) с коэффициентом связи -10 dB.

Сначала измерялись характеристики оптического тракта. Для этого от генератора Agilent 83752A СВЧ сигнал подавался на управляющий порт электрооптического модулятора. Сверхвысокочастотный сигнал фотодетектора делился, после чего одна из частей подавалась на широкополосный СВЧ осциллограф Tektronix DPO 7354, а другая часть подавалась на анализатор спектра Tektronix RSA 5126B. Измерения показали, что глубина модуляции оптического излучения составляла 50-100 % при подаче на электрооптический модулятор СВЧ сигнала мощностью 7-12 dBm. Потери мощности СВЧ сигнала межу входом электрооптического модулятора и выходом фотодетектора составляли приблизительно 55 dBm.

Затем проводились измерения параметров элементов, входящих в СВЧ тракт. Они показали, что все элементы СВЧ тракта работали в линейном режиме. При этом суммарное усиление СВЧ сигнала в радиочастотном тракте могло компенсировать потери в спин-волновом фильтре и оптическом тракте на величину, достаточную для обеспечения глубины модуляции оптического излучения на 50-100 %. Ограничение СВЧ мощности в режиме генерации обеспечивалось лазером и интегрально-оптическим модулятором. Поскольку последний является интерферометром Маха-Цендера, изменение интенсивности оптического излучения лежит в пределах от 0 до I_{max} (где I_{max} - интенсивность оптического излучения лазера) вне зависимости от уровня мощности модулирующего СВЧ излучения.

Рассмотрим экспериментальные результаты в режиме генерации. По мере уменьшения потерь в радиочастотном тракте переменным аттенюатором (7) в кольце возникала автогенерация монохроматического СВЧ сигнала. При подмагничивании пленки ЖИГ полем в 180 Oe частота генерируемого сигнала составляла 842 MHz, что соответствовало частоте минимального затухания спин-волнового СВЧ фильтра. Типичная гармоника генерации и спектр фазового шума показаны на рис. 2a и 2b, соответственно. Видно, что фазовый шум генератора составлял -110 dBc/Hz. При увеличении магнитного поля от 135 Oe до 375 Oe частота генерации изменялась от 700 до 1400 MHz. Значение фазового шума, измеренное при отстройке от центральной несущей частоты на 10 kHz, практически не изменялось. Отметим, что аналогичные измерения для случая оптоволоконного кабеля длиной 200 m показали уменьшение фазового шума до -114 dBc/Hz. На рис. 2b кроме экспериментальной зависимости (сплошная линия) показана теоретическая зависимость (пунктирная линия) спектра фазового шума. Последняя была рассчитана при помощи разработанной нами теоретической модели спин-волнового радиофотонного генератора.



а) б)

Рис. 2. Спектр генерируемого СВЧ сигнала (*а*) и спектр фазового шума (*б*)

Из проведенного исследования следует, что разработанный перестраиваемый спин-волновой оптоволоконный СВЧ генератор имеет конкурентно способные характеристики по сравнению с существующими аналогами. Реализованный в экспериментах метод магнитной перестройки может быть распространен на другие типы оптоэлектронных генераторов.

Работа частично поддержана грантами РФФИ № 13-02-12414 офи_м2, 14-02-00496_А, грантом Президента Российской Федерации для государственной поддержки ведущих научных школ № НШ-4109.2014.2, а также госзаданиями Минобрнауки РФ.

Литература

1. Yao X.S., Maleki L. // J. Opt. Soc. Am. B. 1996. V. 13. N. 8. P. 1725-1735.

2. Белкин М., Лопарев А. // Электроника НТБ. 2010. В. 6. С. 62-70.

3. *Калиникос Б.А., Устинов А.Б., Баруздин С.А.* Спин-волновые устройства и эхо-процессоры / Под ред. В.Н. Ушакова. Монография. М.: Радиотехника, 2013.

4. А. с. 801747 СССР, МКЛ3 Н03 Н 9/125. Устройство для возбуждения и передачи спиновых волн / Калиникос Б.А., Ковалева М.К., Ковшиков Н.Г. - № 2830675; заявл. 17.10.1979.

ON THE MINIATURIZATION OF CYLINDRICAL OMNI-DIRECTIONAL SLOTTED WAVEGUIDE ANTENNAS FOR WIRELESS APPLICATIONS

Ali harmouch, harmush_ah@hotmail.com, **Hassan Haddad, Mostapha Ziade, Rabih Barake,**
Lebanese University,Tripoli, Lebanon

Abstract

Antennas are becoming crucial in an increasingly growing number of vital applications, particularly with the emergence of the 3G and 4G generations of communications. Point-to-multipoint configuration is a major interest nowadays; therefore antennas are designed for this purpose where efficiency, size, and cost play a decisive role.The common practice is to refer to the already existing antennas in the market for this sole purpose. Nonetheless, a major drawback of such solutions is that the aforementioned criteria are extremely hard to simultaneously optimize.The purpose of this project is to present a new configuration relying on the use of Slotted Circular Waveguide Antennas, which are initially used in Radar applications, as an ultimate alternative that allows drastically enhancing the ratio of performance versus cost**.**

Moreover, the antenna will be remodeled and designed to function as an enhanced Circular Slotted Waveguide Antenna with optimized directional characteristics with gain above 10 dB_i (to be considered as high gain). Simulation results were carried out at 2.4 GHz frequency and indubitably demonstrated high effectiveness in terms of directivity and high gain given a reduced cost, shape and size. A prototype was fabricated to measure its parameters and compare them with simulation results. It is still noteworthy to mention that these results matched with an elevated accuracy since the pattern simulated is meshed and modeled to a far extent taking into account all non-ideal characteristics.

Antennas are taking a huge role in the revolution of technology as they are essential in numerous areas of applications mostly in the field of military communications acting as radar antennas, remote sensing antenna systems, aerospace antennas, as well as commercial systems such as wireless internet distribution systems and even oil drilling antenna systems. For such a purpose, many antenna systems have been used in recent years and many antennas have been recently developed to satisfy the market needs [1, 2, 3].

There is even a significant rate of growth that is not likely going to slow down since commercial applications are taking a larger portion of the everyday life. Slotted waveguide array antennas have various advantages over other competitive antennas such as high power handling capability, low losses and good control over the side lobes. Furthermore, slotted waveguide antennas are light, compact, easy to fabricate and capable of withstanding radiation, thermal and vibration requirements and in addition, this type of antennas overcomes the other competitors in terms of directivity, reflection loss, bandwidth in addition to some mechanical properties. Electromagnetic numerical techniques are used, in this paper, in order to provide the possibility of modeling different configurations of the COSWA as well as optimizing its electrical characteristics for further enhancements. Now, the purpose of this paper is to consider new structures for the circular slotted waveguide in order to be eligible with the numerous requirements of Wireless internet distributing schemes and even for Military radar systems. It is important to notify here that the radiation pattern of the slotted waveguide antenna depends on the number of slots, the position of the slots, the spacing between adjacent slots, and the length of the slots as well as the progressive phase difference between the slots of the array.

Obviously, to provide Omni-directionality, using regular slotted waveguide antennas, several of such antennas are needed to be put on a tower angularly spaced in order for each one to cover a certain sector of space as developed and proposed by P. Mondal and A. Chakrabarty [3,4]. This technique is not economically competitive since the cost of the antenna system will increase as the number of antennas increase. In addition, this will also lead to the appearance of some nulls in the horizontal pattern, so the Omni- directionality aimed is negatively affected. In this paper, a new approach, concerning the positioning of the slots on the circular waveguide, has been developed for the purpose of obtaining the desired directional characteristics. So, circular slotted waveguide antenna made out of 16 resonant slots on double extremities of the broad wall of the guide has provided a nearlyomni-directional pattern with an average directivity of 20dB_i. In comparison to other antennas used for the same purpose the designed antenna is electrically, mechanically and economically competitive since no great nulls are appearing in the pattern, it is very easy to fabricate, has high wind resistance with cheap manufacturing cost.

References

1. T. Takeshima, “X-band omni-directional double-slot array antenna,” Electron Eng., vol. 39, pp. 617-621, Oct 1967

2. R.W. Lyon and A. J. Sangster, “Efficient moment method analysis of radiating slots in a thick-walled rectangular waveguide,” Proc. Inst. Elect. Eng. Part H, vol. 128, pp. 197-205, Aug. 1981.

3. A. J. Sangster and H. Wang, “Resonance properties of omnidirectional slot doublet in rectangular waveguide,” Electronics Letters, vol. 29, pp., 1618, No. 1, 1993

4. P. Mondal and A. Chakrabarty “Slotted Waveguide Antenna with Two Radiation Nulls” IEEE transactions on antennas and propagation, vol.56, No.9, September 2008.

5. Harmouch A., Haddad H., (2013) Applications on Ring-Shaped Omni-Directional Waveguide Antennas” / SSN 566, Summa Notes, Sensor & Simulation Notes/16 June, 2013/ University of New Mexico, USA.

6. Harmouch A., Haddad H. (2013) / “ Cylindrical Omnidirectional Slotted Waveguide Antenna with Optimized Directional Characteristics” / MMS 2013, 2-5 September 2013, Sayda-Lebanon.

RING-SHAPED MODEL OF AN OMNIDIRECTIONAL SLOTTED WAVEGUIDE ANTENNA WITH ENHANCED ELECTRICAL AND MECHANICAL CHARACTERISTICS

Ali Harmouch, harmush_ah@hotmail.com, *Lebanese University – Doctoral School*
Hassan Haddad, hassan.haddad110@gmail.com, *Lebanese University – Doctoral School*

Abstract

Antennas are becoming crucial in an increasingly growing number of applications namely with the emerging of the wireless internet communications where efficiency, compactness and cost play a decisive role. Nonetheless a major drawback of such solutions is that the aforementioned criteria are hard to simultaneously optimize. In this paper an innovative approach relying on using circularly bent rectangular slotted waveguide antenna as an ultimate alternative is presented that allows drastically enhancing the ratio of performance versus cost and size. Simulation results were carried out at 2.4 GHz frequency and indubitably demonstrated high effectiveness in terms of directivity and high gain given a reduced cost, shape and size.

Slotted waveguide array antennas are increasingly used in numerous areas of applications mainly in the field of military communications as radar antennas, remote sensing antenna systems, aerospace antennas, as well as in wireless internet distribution systems since they have various advantageous over other competitive antennas such as high power handling capability, low losses and good control over the side lobes. In addition, slotted waveguide antennas are light, compact, easy to fabricate and capable of withstanding radiation, thermal and vibration requirements of aircraft applications. Electromagnetic numerical techniques provide the possibility of modeling slotted waveguide antennas as well as optimizing their electrical characteristics for further advancements.

The aim of this work is to simply analyze and design a super gain antenna with omnidirectional characteristics for the use as a distributing antenna for wireless internet communication systems. For such a purpose, many antenna systems have been used in the recent years and many antennas have been recently developed to satisfy the market needs [1, 2, 3].

Waveguides have been first used as guided structures with low losses and later have been applied for the use as radiating elements such as open end waveguide radiators, horn antennas and slotted waveguide antenna systems. Due to the fact that the waves are considered as travelling waves in a guide, radiating slots have been placed on the broad wall of the waveguide at the points of maximum currents and arranged in a chess order for it to operate as a broadside array with a radiation pattern having a maximum normal to the plane containing the slots [4] as shown in fig.1. It is important to notify here that the radiation pattern of the slotted waveguide antenna depends on the number of slots, the position of the slots, the spacing between adjacent slots, and the length of the slots as well as the progressive phase difference between the slots of the array.

References

1. T. Takeshima, "X-band omnidirecrectional double-slot array antenna," ***Electron Eng.,*** vol. 39, pp. 617-621, Oct 1967.

2. R.W. Lyon and **A. J.** Sangster, "Efficient moment method analysis of radiating slots in a thick-walled rectangular waveguide," ***Proc. Inst. Elect.*** *Eng.* ***Part H,*** vol. 128, pp. 197-205, **Aug.** 1981.

3. **A. J.** Sangster and H. Wang, "Resonance properties of omnidirectional slot doublet in rectangular waveguide," ***Electronics Letters,*** vol. 29, pp, **1618,** No. **1,** 1993.

4. Balanis, C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

5. P. Mondal and A. Chakrabarty "Slotted Waveguide Antenna With Two Radiation Nulls" IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 56, No. 9, september 2008.

LTE/LTE-ADVANCED PHY LAYER CODING RATE BASED PERFORMANCE VERIFICATION

Hiang Chuan, Tan, *Keysight Wireless Solution Architect*

Abstract

This paper addresses the measurement needs and test challenges for LTE and LTE-Advanced mobile devices. In particular, it focuses on verifying user equipment (UE) receiver and transmitter implementation and characterizing its performance which is not fully specified in 3GPP test requirements but is expected to be in compliance. 3GPP defines the detailed implementation of the LTE radio technologies and derived UE test specifications that must be met universally by chipset providers and mobile device providers. Protocol implementation, radio resource management and radio conformance test are governed by certification labs to ensure the UE released to the network will perform according to acceptable minimum requirements. However, large portion of implementations of the chipset resource scheduling mathematically specified and implemented changes according to numerous varying factors that are complex and time consuming to be fully tested. Characterizing of receiver performance is generally covered in 3GPP test requirements, with limited pre-defined emulation conditions. This paper recommends comprehensive LTE UE receiver and transmitter performance verification with varying code rate to allow robust verification of the receiver implementation for operation on the real world.

Mobile devices, commonly known as UE supporting LTE are becoming common in recent years as network providers race to provide faster data rate to attract ever demanding consumers. Increasing demand to take advantage of these fast networks drove the market adoption of high-end mobile devices with embedded LTE chipsets.

Driven by the ever-increasing hunger for throughput and limitation of carrier frequency spectrum governed by each specific country; the push to aggregate multiple frequencies within and/or across bands with different combinations of allocated bandwidth led to greater demands for power efficiency, sensitivity, spectral purity and process scheduling of the wireless chipset.

The following sections describe high-level LTE radio technology fundamentals required to help understand the importance of verifying the receiver and transmitter resource allocation based on coding rate which also indirectly, helps verifying all major factors in the UE receiver and transmitter implementation.

LTE RADIO BANDWIDTH

Initial LTE wireless technology defined by 3GPP introduced a set of frequency bandwidth that allows scalable deployment of LTE with a range of transmission bandwidth. It includes 1.4MHz, 3MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz and 20MHz frequency domain bandwidth which allows scalability according to the radio spectrum availability. With the recent introduction of release 10 3GPP specifications, carrier aggregation between combinations of these transmission bandwidths were made available up to 100MHz aggregated bandwidth with 5 component carriers (CC) to achieve peak data rate of 1Gbps Although release 10 defined the signaling for up to 5 CC, test requirements are only defined for up to 2 CC so far.

DOWNLINK / UPLINK MODULATION

The LTE technology uses Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation with 15 kHz subcarriers spacing on the downlink. 7.5 kHz subcarriers spacing is also defined in the LTE standards for Multimedia Broadcast Multicast Service Single Frequency Network (MBSFN). With standard OFDM, subcarrier allocations are fixed for each user and are more susceptible to narrowband interference. With Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA), subcarriers can be allocated dynamically among different users of the channel. OFDMA also allows non-contiguous allocation of subcarriers for a single user.

The LTE uplink however uses Single-Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) modulation to reduce Peak-to-Average Power Ratio and only the subcarrier spacing of 15kHz is used. The detail behind the using SC-FDMA is beyond the scope of this paper.

DOWNLINK RESOURCES

A resource element (RE) is the smallest unit in the physical layer that occupies one OFDM symbol in time domain and one subcarrier in the frequency domain. A physical resource block (RB) consists of $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ resource elements, corresponding to one slot in time domain and $N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \times \Delta f$ in frequency domain. Table 1 below shows the values for the downlink resource parameters.

A normal cyclic prefix configuration has 84 resource elements per slot; in FDD single 10 ms frame (10 subframes or 20 slots) structure has total of 1680 RE/RB. However, not all RE is allocated for physical downlink shared channel (PDSCH). Some RE needs to be allocated to carry control information including physical downlink control channel (PDCCH), physical control format indicator channel (PCFICH) and physical hybrid automatic repeat request indicator channel (PHICH); allocation ranges from 1 to 4 symbols.

Table 1

Downlink resource block parameters [1]

Configuration		$N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$	$N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$
Normal cyclic prefix	$\Delta f = 15$ kHz	12	7
Extended cyclic prefix	$\Delta f = 15$ kHz		6
	$\Delta f = 7.5$ kHz	24	3

n frequency domain, each RB is spread across 180 kHz with subcarrier spacing depending on the cyclic prefix configuration as shown on the table 1 above. The transmission bandwidth configuration N_{RB} define the maximum number of RB available (minus the guard band) for the different LTE channel shown on Table 2 below.

Table 2

Transmission bandwidth configuration

BWchannel (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
N_{RB}	6	15	25	50	75	100

The physical resource block is then mapped to Virtual Resource Block (VRB). Resource allocation is signaled through the PDCCH DCI format indicator to the UE for proper demodulation and decoding. There are three types of resource allocations (RA) defined for LTE. For more details of these RA types, refer to TS36.213 Section 7.1.6 [2].

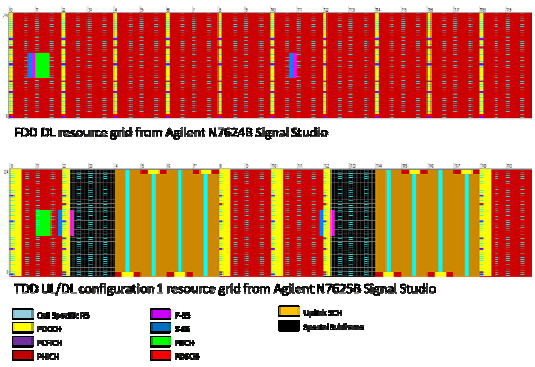


Figure 2. FDD and TDD resource grid

UPLINK RESOURCES

The resource grid of the uplink is similar to that of the downlink. However, the modulation scheme used for the uplink transmission is based on SC-FDMA. Both normal cyclic prefix and extended cyclic prefix are available.

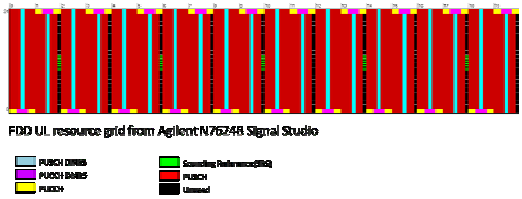


Figure 3. FDD UL resource grid

The physical uplink shared channel (PUSCH) can be completely switched off and physical uplink control channel (PUCCH) will be used to carry hybrid automatic repeat request (HARQ) information to report reception of the downlink data being successfully or unsuccessfully decoded. When PUSCH is transmitted, PUCCH can be switched off and HARQ information is carried over the PUSCH. Starting from LTE release 10, both PUSCH and PUCCH can also be turned on at the same time.

SYNCHRONIZATION SIGNALS

There are two physical synchronization signals transmitted on the eNB downlink mapped to the resource grid occupying central 72 subcarriers on different subframe and slot according to each frame structure type.

Primary synchronization signal (P-SS) is transmitted on the last OFDM symbol in slots 0 and 10 of the FDD frame structure; on the third OFDM symbol in slots 2 and 12 of the TDD frame structure. While 72 subcarriers are occupied on the resource grid, only central 62 subcarriers are modulated using the Zadoff-Chu sequence; three distinctive root sequence indices are used to separate 504 unique physical layer identities into 168 unique physical cell-identity group.

Secondary synchronization signal (S-SS) is then used to further identify the specific identity group out of the 168 unique identity groups. SSS is transmitted on slots 0 and 10 of the FDD frame structure and slots 1 and 11 of the TDD frame structure. S-SS is modulated using BPSK modulation scheme.

In the terms of resource element; P-SS and S-SS used up 288 REs on each radio frame. Figure 2 above shows the P-SS and S-SS resource allocation in FDD and TDD frames.

CELL BROADCAST CHANNEL

The physical broadcast channel (PBCH) is the physical channel that carries the broadcast channel transport channel (BCH). The BCH carries the master information block (MIB) to be decoded by each UE in the cell. The PBCH is modulated with QPSK on the center 62 subcarriers (6 RBs) on subframe 0 and span 4 symbols. In the terms of resource elements, it uses 72 RE on each radio frame.

The system information block (SIB) messages are however been carried on the PDSCH through the DL-SCH transport channel. The FDD and TDD downlink fixed reference channel (FRC) used for RF conformance always reserved subframe 5 so that no data payload is carried on this subframe. In an actual network, this subframe can carry data payload in the RBs that are not allocated for SIB transmissions.

REFERENCE SIGNALS

3GPP TS 36.211 [1] defined six types of reference signals listed in table 3 below. Reference signals in general are used for channel estimation and equalization. The only mandatory downlink reference signal is the CRS.

Table 3

Types of downlink reference signal

Reference signal	**3GPP**	**CP and Δf**
Cell specific (CRS)	Rel. 8	Normal CP and Extended CP with $\Delta f = 15$ kHz only
MBSFN RS	Rel. 8	Extended CP with $\Delta f = 7.5$ kHz only
UE Specific (DM-RS)	Rel. 8	Normal CP and Extended CP
Positioning Reference Signal (PRS)	Rel. 9	Normal CP and Extended CP with $\Delta f = 15$ kHz only
CSI-RS	Rel. 10	Normal CP and Extended CP with $\Delta f = 15$ kHz only

However, the number of RE allocated for the RS varies depending on the number of antennas used in the transmission. Figure 4 below shows that 8 REs are allocated for each subframe for each antenna when two antennas are used for transmission. Notice that there are 8 REs reserved ("Not Used") for the first antenna where those 8 REs are used on the same location of the second antenna and vice versa.

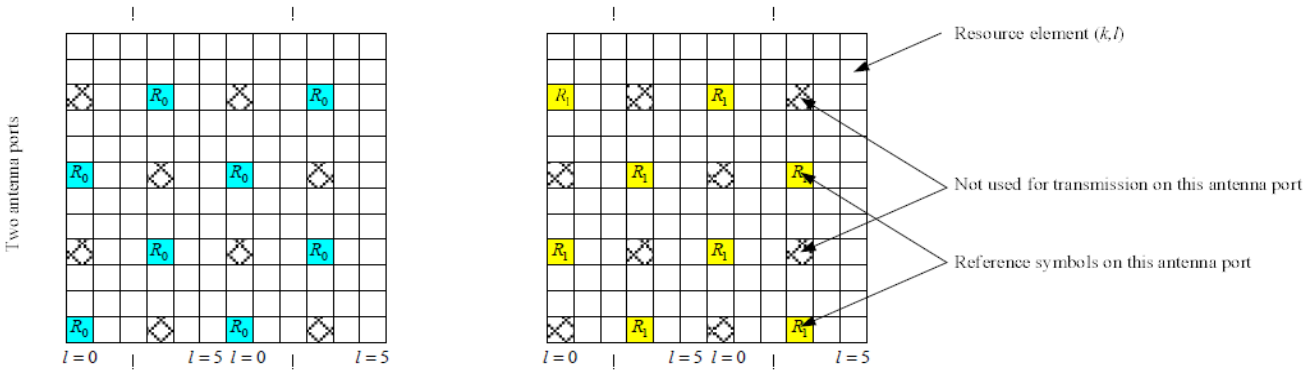


Figure 4. Downlink CRS mapping in normal CP with two antennas [1]

Two uplink reference signals are also defined. The Demodulation Reference Signal (DM-RS) associated to PUSCH and PUCCH and the optional Sounding Reference Signal (SRS). The DM-RS for PUSCH takes up 12 RE/RB on the 4th symbol of normal CP and on the 3rd symbol of extended CP on each slot. The number of RE/RB occupied by DM-RS for PUCCH depends on the PUCCH format as shown in the Table 4 below and is defined in 3GPP TS 36.211 Section 5.5.2.2 [1].

Table 4

DM-RS for PUCCH symbols per slot [1]

PUCCH format	Normal cyclic prefix	Extended cyclic prefix
1, 1a, 1b	3	2
2, 3	2	1
2a, 2b	2	N/A

The uplink SRS will occupy 12 RE/RB on the last symbol of each subframe as shown in the Figure 3 above. 12 RE/RB are allocated but the transmission of SRS signal may not occupy all RE/RB.

DOWNLINK TRANSMISSION MODE

There are 9 transmission mode defined as of 3GPP Release 10 as shown in the table 5 below.

With these transmission modes definitions, various antenna configurations and various layers of transmission can be configured to achieve the ideal maximum data throughput operating in different channel conditions, depending on the chipset capabilities. For more explanation of MIMO, multiple layers transmission and codeword, refer to Keysight application note "MIMO in LTE Operation and Measurement - Excerpts on LTE Test"

DIGITAL MODULATION TYPES

Just like for any other radio technology defined in the 3GPP standards, digital modulation schemes are defined for LTE PDSCH and PUSCH transport channel transmission to carry digital data. QPSK, 16QAM and 64QAM modulation types are defined to transmit 2 bits, 4 bits and 6 bits per symbol respectively. The selection of the modulation type depends greatly on the propagation conditions, resource elements available and the channel quality indicator (CQI), which is part of the channel state information (CSI) reporting. Downlink PDCCH uses QPSK modulation type to carry control information; while uplink PUCCH uses BPSK and/or QPSK based on the PUCCH format defined in 3GPP TS36.211 section 5.4 to carry control information.

DOWNLINK CHANNEL CODING RATE

The Physical Downlink Shared Channel (PDSCH) transport block size and modulation order map is defined in 3GPP TS 36.213 Section 7.17 [2] as shown in the Table 6 and 7 below.

TBS index points to the set of tables' matrix (*I*TBS, *N*PRB) defined in 3GPP TS36.213 Section 7.1.7.2. It is used to calculate and determine the coding rate that can be applied to transport block without causing decod-

ing error. The UE may skip decoding a transport block in an initial transmission if the effective channel code rate is higher than 0.93 and so the limit of 0.93 is used throughout this paper.

Q_m = bits per symbol

Physical channel bits = $N_{PRB} \times RE_{PDSCH} \times Q_m$

Downlink information bits = TBS(ITBS, NPRB) + 24 CRC bits

DL Coding Rate is the ratio of downlink information bits to be transmitted and the available physical channel bits per subframe.

Table 5

Transmission Modes [2] [4]

TM	3GPP	Transmission scheme	Description of usage
1	Rel. 8	Single-antenna port	Basic RXD
2	Rel. 8	Transmit diversity	For low SNR condition
3	Rel. 8	Transmit diversity	Fallback mode
		Large delay CDD	Increase throughput
4	Rel. 8	Transmit diversity	Fallback mode
		Closed-loop spatial multiplexing	Improve throughput
5	Rel. 8	Transmit diversity	Fallback mode
		Multi-user MIMO	Improve spectral efficiency
6	Rel. 8	Transmit diversity	Fallback mode
		Closed-loop spatial multiplexing using a single transmission layer (beamsteering)	Improve signal robustness
7	Rel. 8	Single-antenna port or Transmit diversity	Fallback mode
		Single-antenna port (beamforming)	Improved signal robustness with non-codebook precoding
8	Rel. 9	Single-antenna port or Transmit diversity	Fallback mode
		Dual layer transmission (beamforming)	Same as TM7 with increased throughput
9	Rel. 10	Non-MBSFN subframe: Single-antenna port or Transmit diversity. MBSFN subframe: Single-antenna port	Fallback mode
		Up to 8 layer transmission (beamforming)	Same as TM8 with improved throughput

Table 6

DSCH MCS to TBS Index [2]

MCS Index I_{MCS}	Modulation Order Q_m	TBS Index I_{TBS}
0	2	0
1	2	1
2	2	2
3	2	3
4	2	4
5	2	5
6	2	6
7	2	7
8	2	8
9	2	9
10	4	9
11	4	10
12	4	11
13	4	12
14	4	13
15	4	14
16	4	15
17	6	15
18	6	16
19	6	17
20	6	18
21	6	19
22	6	20
23	6	21
24	6	22
25	6	23
26	6	24
27	6	25
28	6	26
29	2	reserved
30	4	
31	6	

Table 7

PUSCH MCS Index to TBS Index [2]

MCS Index I_{MCS}	Modulation Order Q'_m	TBS Index I_{TBS}
0	2	0
1	2	1
2	2	2
3	2	3
4	2	4
5	2	5
6	2	6
7	2	7
8	2	8
9	2	9
10	2	10
11	4	10
12	4	11
13	4	12
14	4	13
15	4	14
16	4	15
17	4	16
18	4	17
19	4	18
20	4	19
21	6	19
22	6	20
23	6	21
24	6	22
25	6	23
26	6	24
27	6	25
28	6	26
29	reserved	
30		
31		

UPLINK CHANNEL CODING RATE

The Physical Uplink Shared Channel (PUSCH) transport block size and modulation order map are defined in 3GPP TS 36.213 Section 8.6 [2] as shown in the Table 7 below.

Similar to the downlink, TBS index points to the set of tables matrix (*I*TBS, *N*PRB) defined in 3GPP TS36.213 Section 7.1.7.2 and it is used to calculate and determine the coding rate that can be applied to transport block without causing decoding error.

Q_m = bits per symbol

Physical channel bits = $N_{PRB} \times RE_{PUSCH} \times Q_m$

Uplink information bits = TBS(*I*TBS, *N*PRB) + 24 CRC bits

UL Coding Rate is the ratio of uplink information bits to be transmitted and the available physical channel bits per subframe.

The uplink *Qm* will be limited to 4 bit per symbol (16QAM) from IMCS 21 onwards when the UE is not capable of supporting 64QAM transmission on PUSCH. When TTI bundling is used, *Qm* will be clipped to 2 bit per symbol (QPSK).

PUTTING IT ALL TOGETHER

In order to help to put the pieces together, let's take a practical approach example of FDD frame structure. A downlink FDD frame structure with normal cyclic prefix configuration has 84 REs per slot, and 168 REs in one subframe (2 slots).

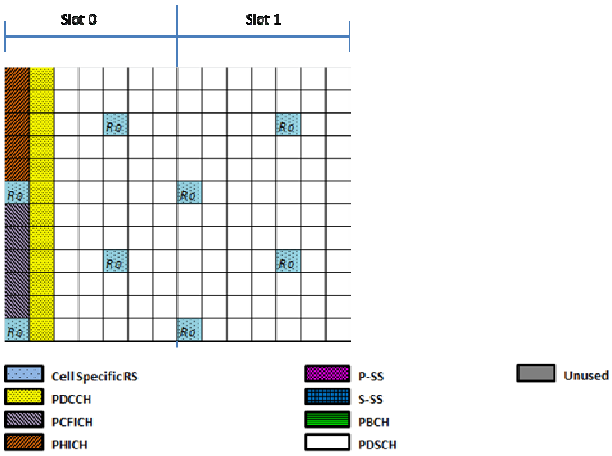


Figure 5. FDD Downlink Single Antenna Normal CP Resource Grid (subframe other than 0 or 5)

However, only 138 RE are allocated to PDSCH when 2 symbols are allocated to PDCCH transmission as shown in Figure 5 above. When 2 antenna ports are used, the number of PDSCH RE is reduced to 132 for each antenna port as shown in Figure 6 below.

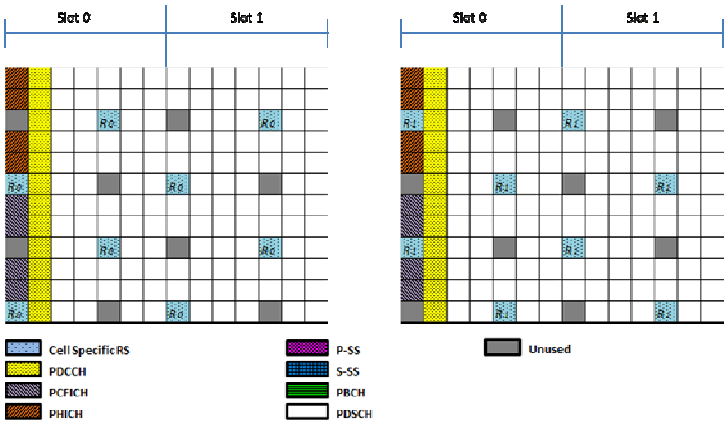


Figure 6. FDD Downlink Dual Antenna Normal CP Resource Grid

On subframe 5 where the resource grid occupies central 72 subcarriers (6 RBs), the P-SS and S-SS takes up 24 REs and with 2 symbols allocated to PDCCH, only 108 REs left for the PDSCH.

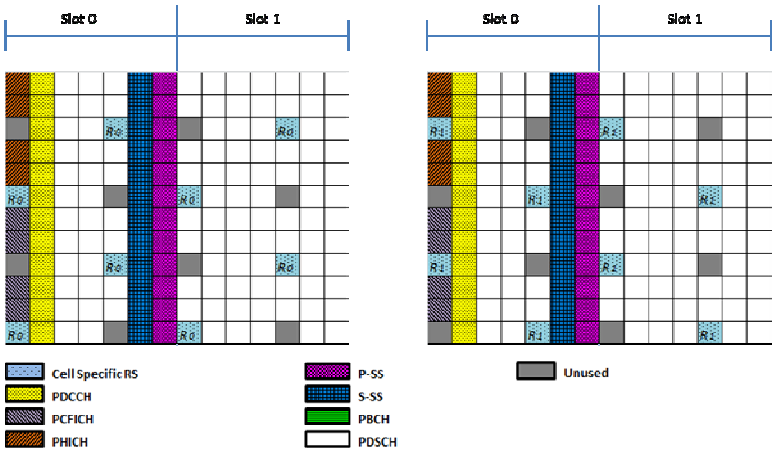


Figure 7. FDD Downlink Dual Antenna Normal CP Resource Grid on subframe 5 in central 6RB

On subframe 0 where the resource grid occupies central 72 subcarriers (6 RBs), the P-SS, S-SS and PBCH takes up 68 REs and with 2 symbols are allocated to PDCCH, only 64 REs are left for the PDSCH as shown in Figure 8 below.

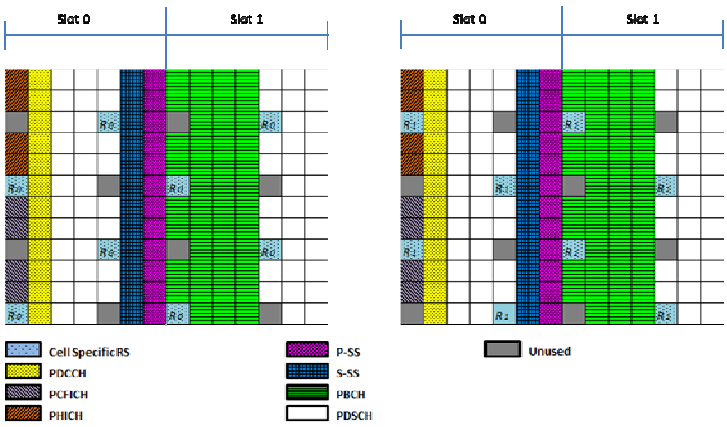


Figure 8. FDD Downlink Dual Antenna Normal CP Resource Grid on subframe 0 in central 6RBs

Let's take a real scenario in a 10 MHz transmission bandwidth with a UE transmitting at TM4 with 2X2 antenna configuration (2 layer spatial multiplexing with 2 codewords transmission), with 2 symbols allocated to PDCCH and 6 PRBs allocated within the central 72 subcarriers (6 RBs); the number of PDSCH RE/RB for subframe 0 is 64 REs. Even if channel conditions permit a QPSK 2 bits per symbol transmission, putting IMCS of 8 (QPSK), the coding rate will actually exceed 0.93. SF0 CW0 Code Rate = $(808+24)/(384\times 2)$ = 1.083

Table 8

Partial table for transport blocks not mapped to two or more layer spatial multiplexing [2]

N_{PRB}	I_{TBS}								
	6	7	8	9	....	23	24	25	26
1	88	104	120	136	....	552	584	616	712
2	176	224	256	296	....	1128	1192	1256	1480
3	256	328	392	456	....	1736	1800	1864	2216
4	392	472	536	616	....	2280	2408	2536	2984
5	504	584	680	776	....	2856	2984	3112	3752
6	600	712	808	936	....	3496	3624	3752	4392
7	712	840	968	1096	....	4008	4264	4392	5160
8	808	968	1096	1256	....	4584	4968	5160	5992
9	936	1096	1256	1416	....	5160	5544	5736	6712
10	1032	1224	1384	1544	....	5736	5992	6200	7480

So, in order to assure the transmission without decoding error, the IMCS has to be reduced to 6 so as to bring the coding rate under 0.93.

SF0 CW0 Code Rate = $(600+24)/(384\times 2)$ = 0.812

On the other hand, the PDSCH REs in subframe 5 with the same configuration shows that the coding rate can allows up to IMCS of 25 (64QAM) without exceeding code rate of 0.93.

SF5 CW0 Code Rate = $(3496+24)/(648\times 6)$ = 0.905

Other FDD downlink subframes except subframe 0 and 5 allow IMCS up to 28 (64QAM) where TBS is 4392 without exceeding the coding rate of 0.93. Other resources allocated to DM-RS, PRS and CSI-RS will also affect downlink PDSCH RE availability.

It may be worth noting that the maximum data throughout for the example above is the sum of TBS values for all 10 subframes multiplied by 100. The throughput is therefore $(600+3496)+(4392\times 8)\times 100$ and equals 3.9232Mbps for each codeword. In this single-user MIMO case, two codewords yield 7.8464Mbps.

The uplink coding rate uses the same computation algorithm except that the allocation of PUSCH, PUCCH and SRS are mapped differently on the resource grid as shown on Figure 9 below.

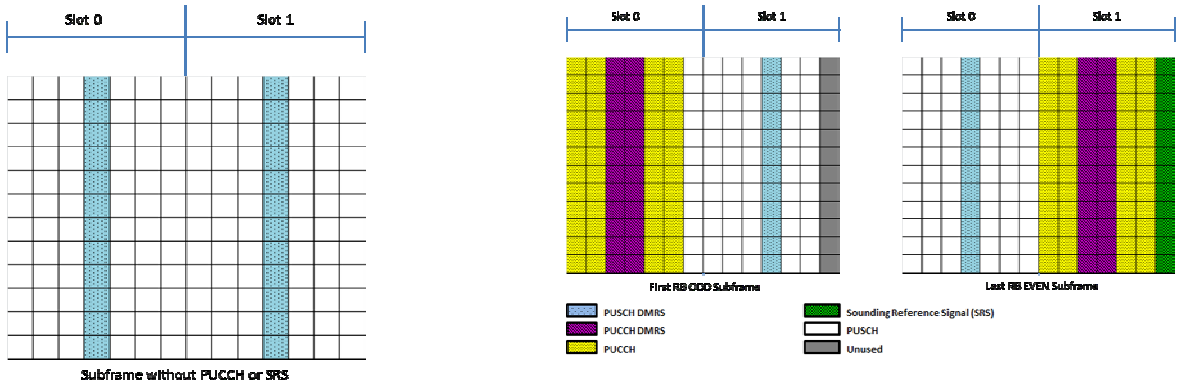


Figure 9. FDD Uplink Single Normal CP Resource Grid

As you may have observed, each subframe is governed by the maximum target coding rate of 0.93 which forces resources allocated for different users to have different coding schemes, modulation types and transport block sizes based on various factors including cyclic prefix, transmission mode, antenna configuration, transmission bandwidth, resource block allocation and number of control channel symbols.

In radio conformance test, target coding rates of 1/6, 1/5, 1/3, 1/2, 2/3 and 3/4 are used and without subframe 5 allocations. With target coding rate of 3/4 or 0.75, the error correction in the data transmission prevents some implementation issues from surfacing and furthermore subframe 5 data coding is not even tested. Although in real world implementation, the environmental effect hardly allows constant coding rate of 0.93, it is crucial to use highest possible coding rate with ideal channel condition in the design verification to minimize error correction that hides the implementation issue on the physical layer and transport layer.

CSI BASED SCHEDULING

In the non-ideal real world condition, CSI based scheduling is used to dynamically reduce or increase coding rate using UE channel estimation. The channel condition is the determining factor for the CQI table mapping. It ensures optimal modulation type and transport block size are used to carry the required data across the transmission medium, adapting to the environment assessment information feedback through the CSI report. The data rate may be reduced in poor signal-to-noise ratio environment in accordance with the CQI reported based on UE receiver assessment and performance. Lower code rate allows successful decoding of data transmitted with higher redundancy and also effectively reduces overhead for retransmission. 3GPP TS 36.213 Table 7.2.3-1 [2] shows the CQI table and its target code rate. It is shown in table 9 below.

This table will be offset based on different resource allocations and on UE wideband or narrow band reporting. The algorithm may be optimized by each chipset modem vendor or manufacturer to provide efficient coding rate in dynamic scheduling in the real world. In order to measure the performance of the dynamic scheduling, Additive White Gaussian Noise (AWGN), Ortogonal Channel Noise Generator (OCNG) and propagation conditions are applied to verify the algorithm implementation.

Table 9

CQI Table [2]

CQI index	modulation	code rate x 1024	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

IMPLEMENTING CODE RATE BASED VERIFICATION

To effectively perform the various combinations of aggregated carriers with different bandwidth allocations, transmission modes and antenna configurations; creating a complex matrix of each possible permutations will allows completeness in verification of various signaling implementation of transport channels and control channels. Verifying the PDCCH, PCFICH, PHICH, PBCH, PDSCH, PUCCH and PUSCH performance under different antenna configurations, transmission modes and bandwidth allocations by allocating desired transport block size and modulation schemes based on maximum target coding rate allowed for a given allocation can be a complex task. Figure 10 below shows an example of flexible RMC configurations provided by the Keysight E7515A UXM wireless test set that helps engineers to graphically setup the resource allocation.

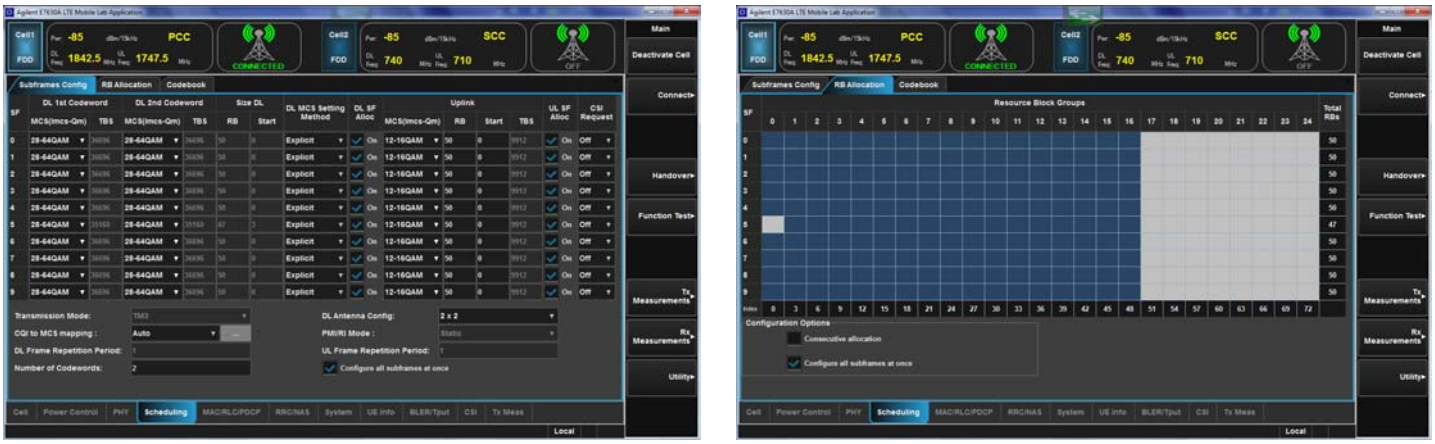


Figure 10. UXM PCC RMC configuration

CSI based scheduling can also be turned on through this user interface for each codeword in each subframe. Adding internal AWGN, OCNG and baseband fading emulation allows receiver performance test with various signal-to-noise ratio classifying how well the UE responds to the dynamic change in code rate and modulation scheme. Changes of resource allocations can be manually performed by engineer or automatically performed using a software automation tool such as Mobile Test Interface (MTI) software as shown in Figure 11 below.

The software automatically calculate and limit the valid code rate below 0.93 for each codeword in each subframe making sure the measurements do not cause false failure.

It also effectively reduces human errors by not having to calculate coding rate for thousands of test scenarios.

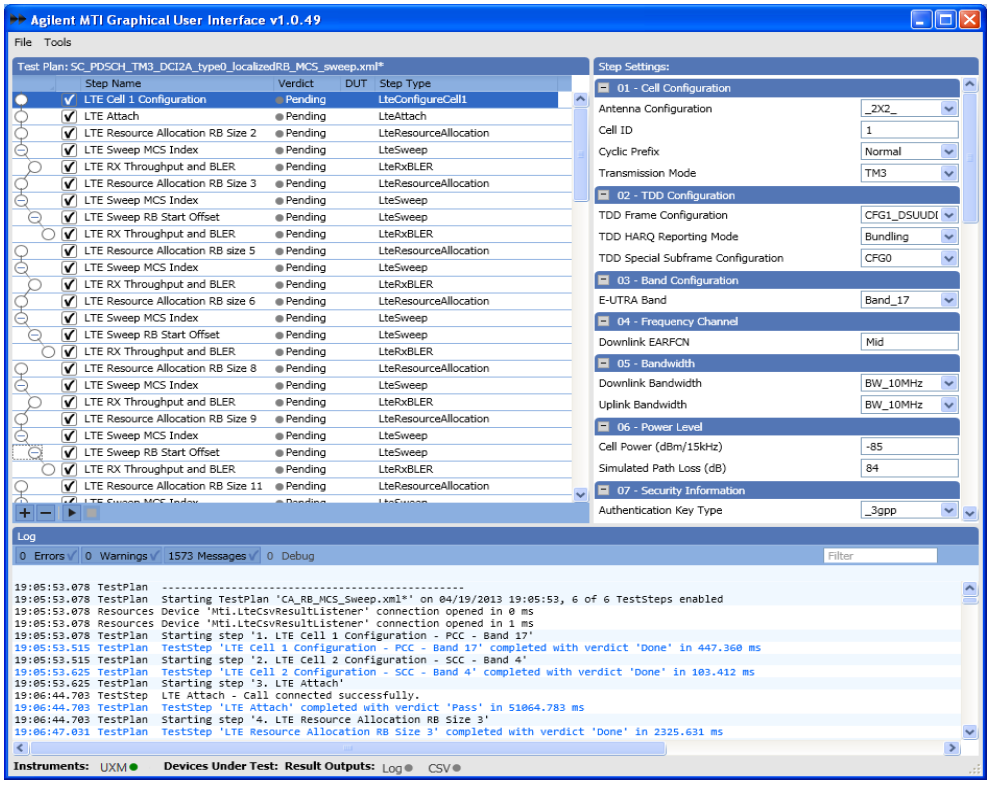


Figure 11. MTI exercising combinations of RB and sweeping of IMCS up to max code rate.

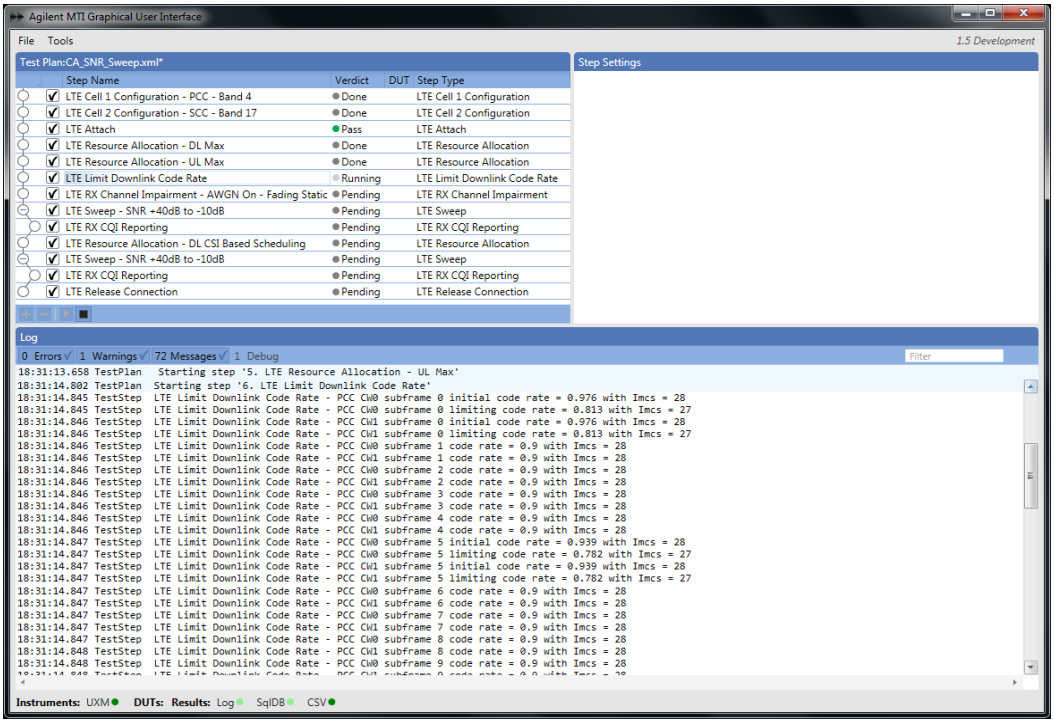


Figure 12. MTI reduces modulation coding scheme to within the allowed code rate for each component carrier.

References

1. 3GPP TS 36.211: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation".
2. 3GPP TS 36.213: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures".
3. LTE Handbook: http://www.sharetechnote.com/html/Handbook_LTE.html
4. LTE and the Evolution to 4G Wireless: Design and Measurement Challenges (ISBN: 978-1-1199-6257-1)

СИНТЕЗ КАНАЛЬНЫХ ПРЕКОДЕРОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ФИНИТНЫМ СИГНАЛЬНЫМ БАЗИСОМ

SYNTHESIS OF CHANNEL PRECODERS FOR COMMUNICATION SYSTEMS WITH FINIT SIGNAL BASIS

Волчков В.П., volchkovvalery@mail.ru, **Санников В.Г.,** tes_mtuci@mail.ru,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Volchkov V.P., volchkovvalery@mail.ru, **Sannikov V.G.,** tes_mtuci@mail.ru,
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Abstract

The report are general mathematical formulation of the objectives of the synthesis of the optimal precoder, its decision method of calculus, as well as the example of formation of finit signal basises of input and output frequency-selective channel.

Аннотация

В докладе приводятся общая математическая формулировка задачи синтеза оптимального прекодера, ее решение методом вариационного исчисления, а также пример, демонстрирующий формирование финитных сигнальных базисов на входе и выходе частотно-селективного канала.

Развитие современных цифровых систем связи предполагает постоянное увеличение объемов, а значит и скорости передаваемой информации. Однако канал, по которому осуществляется передача, в большинстве случаев нестабилен из-за частотно-временной дисперсии параметров среды распространения. В результате чего на цифровой сигнал, уплотненный, обычно, по времени и частоте, действует межсимвольная (МСИ) и/или межканальная (МКИ) интерференция. Все это значительно ограничивает возможности повышения скорости передачи информации (пропускную способность канала) и вынуждает применять специальные меры борьбы с указанными видами помех. В предлагаемой работе мы ограничимся только частотно-селективными каналами с медленными замираниями и аддитивным белым гауссовским шумом. При этом предполагается, что каждый сигнальный символ занимает по частоте все отведенную ширину полосы канала, а передача этих символов осуществляется последовательно во времени, т.е. используется классическая модель передачи Найквиста с ортогональным временным мультиплексированием. Частотная селективность канала обычно обусловлена многолучевым характером распространения сигнала и приводит к тому, что комплексная частотная характеристика (КЧХ) канала оказывается неравномерной, а медленность замираний означает, что параметры КЧХ медленно изменяются во времени, т.е. могут быть достаточно точно оценены на приемной стороне. В таком канале при указанном способе передачи основной тип возникающих искажений – межсимвольная интерференция (МСИ). Для борьбы с МСИ в этом случае обычно используют эквалайзеры, выравнивающие частотную характеристику на основе полученных оценок канала. Такой метод оптимальной обработки предполагает, что информацию о параметрах канала может использовать только приемная сторона. Другой альтернативный подход связан с более широкой оптимизацией приемно-передающего тракта, при которой алгоритм обработки сигналов строится с учетом доступности оценок канала и на приемной, и на передающей сторонах. Второй метод обязательно предполагает наличие обратного канала связи и оптимального формирователя сигналов, называемого в дальнейшем канальным прекодером (КП).

Теоретический анализ пропускной способности и помехоустойчивости канала [4] показывает, что второй подход позволяет при фиксации одного из этих показателей, например, помехоустойчивости,

получить больший выигрыш во втором – пропускной способности, и наоборот. Другими словами, в случае канального прекодирования точка фундаментального компромисса между указанными показателями сдвигается в сторону получения большей спектральной эффективности. Именно поэтому при разработке новых модификаций стандартов систем связи четвертого и последующих поколений вопросам синтеза оптимальных прекодеров уделяется повышенное внимание.

Отметим, что в случае прекодирования платой за более высокие потенциальные показатели спектральной эффективности является более сложная структура приемно-передающего тракта. Однако на это приходится идти, когда все другие возможности исчерпаны. Кроме того, канальное прекодирование само по себе не исключает возможность применения традиционного метода приема, т.е. КП может быть дополнительной опцией «турбо-приема», например, для мультимедийных приложений, требующих очень больших скоростей передачи.

В предлагаемом докладе разрабатывается метод синтеза оптимальных канальных прекодеров для указанных выше систем и каналов связи, ориентированный на непрерывные по времени сигналы. Причем, в отличии от подхода, описанного в [1, 2] и справедливого только для вещественных сигналов, синтез оптимальных прекодеров распространяется на более общий случай - комплексные сигналы. Кроме того, в указанных работах модель низкочастотного эквивалента канала связи описывалась комплексным коэффициентом передачи с различными комплексно-сопряженными полюсами. Теперь это ограничение снято, модель канала связи может содержать произвольные, однократные полюса, а соответствующая импульсная характеристика может быть комплексной. Все это расширяет класс решаемых задач, а у соответствующих алгоритмов прекодирования появляется возможность адекватно реагировать на нелинейные по частоте амплитудно-фазовые замирания канала, которые обычно возникают при многолучевом распространении. Например, при появлении в канале таких частотно-селективных (медленных) замираний, оцениваемая КЧХ низкочастотного эквивалента канала оказывается асимметричной, а соответствующие полюса у комплексного коэффициента передачи уже не будут комплексно-сопряженными. Предлагаемый в докладе метод синтеза позволяет учесть эти особенности, а построенный на его основе канальный прекодер сможет автоматически компенсировать влияние этих искажений на выходной канальный импульс путем оптимального предыскажения.

Опишем кратко желаемую стратегию поведения оптимального канального прекодера в цифровой системе связи при отсутствии и наличии межсимвольной интерференции (МСИ). Предположим сначала, что МСИ отсутствует – этой ситуации соответствует равномерная КЧХ канала и однолучевая модели распространения. Тогда оптимальный канальный прекодер формирует на выходе разнесенные по времени непересекающиеся сигнальные импульсы, образующие финитный ортогональный сигнальный базис. При этом форма импульсов выбирается такой, чтобы обеспечивалась их хорошая частотная локализация в пределах полосы канала, сами импульсы сопряженно-симметричны, а их максимум располагается в середине выделенного временного слота. Отметим, что все указанные положительные свойства можно математически обеспечить, если потребовать от финитных импульсов хорошую гладкость (n-кратную дифференцируемость) на символьном интервале и нулевые значения всех производных на концах интервала. На выходе канала форма импульсов не искажается, ортогональность сигнального базиса сохраняется, а оптимальная работа приемника на фоне гауссовского шума обеспечивается в режиме простого посимвольного согласованного приема.

Пусть теперь в канале действует механизм многолучевого распространения. Тогда КЧХ канала становится неравномерной асимметричной, возникает МСИ, а стратегия работы оптимального прекодера меняется следующим образом. Канальный прекодер на основе анализа поступающей по каналу обратной связи оценки канала (импульсной характеристики) формирует новый ортогональный сигнальный базис Найквиста, который остается гладким, финитным, но его импульсы могут стать комплексными асимметричными и причудливыми по форме. Но зато внесенные прекодером оптимальные предыскажения базиса таковы, что после прохождения через канал сигнальные импульсы, сохранив гладкость, финитность и ортогональность, снова становятся симметричными относительно середины символьного интервала и похожими на те, которые формируются прекодером в отсутствии МСИ. Как следствие – можно использовать на приемной стороне тот же простой алгоритм оптимального посимвольного согласованного приема, поскольку межсимвольная интерференция скомпенсирована прекодером.

Отметим основные особенности системы связи с прекодером. Во-первых, мы усложнили процедуру формирования канальных импульсов (сигнального базиса Найквиста), сделав ее адаптивной. Во-вторых, для этого пришлось ввести обратную линию, по которой передаются оценки канала. Но зато мы значительно упростили алгоритм оптимального приема, исключив необходимость применения сложно-

го эквалайзера. Кроме того, мы получили возможность улучшить помехоустойчивость системы связи или «разменять» ее, в случае необходимости, на спектральную эффективность. Действительно, пусть на некоторых частотах из-за амплитудно-фазовых замираний уменьшилось усиление канала, а значит и отношение сигнал/шум. Тогда при обычной схеме приема с эквалайзером мы будем пытаться выровнять усиление сигнала на этих частотах, чтобы скорректировать форму импульса. Но это одновременно увеличит дисперсию шума и в итоге помехоустойчивость приема символа улучшится незначительно. В схеме с канальным прекодером мы выполняем ампмлитудно-фазовую коррекцию не коэффициента передачи, а передаваемого сигнального импульса, а значит и его спектра. Причем делаем это так, чтобы на сильно замирающих частотах передавалась небольшая доля энергии сигнала, а основная ее часть перераспределялась между остальными частотами. В результате энергетические потери от замираний на приемной стороне уменьшатся, а значит помехоустойчивость приема будет выше, чем при классической схеме с эквалайзером.

Подчеркнем еще одну важную особенность предлагаемого канального прекодера – он формирует непрерывные во времени финитные ортогональные сигналы на входе и на выходе канала. Известно, что такие сигнальные базисы обладают двойной ортогональностью, т.е. свойство ортогональности сохраняется и при переходе на конечный временной интервал. Более того, свойство ортогональности практически сохраняется и при переходе к дискретному времени. Все это позволяет использовать предлагаемый в докладе метод синтеза для разработки цифровых канальных прекодеров применительно к пакетной организации приемо-передачи, характерной для большинства стандартов цифровой связи [3,4].

В докладе (расширенная версия доклада с формулами будет опубликована в журнале «Электросвязь» или «T-Comm») приводятся общая математическая формулировка задачи синтеза оптимального прекодера, ее решение методом вариационного исчисления, а также пример, демонстрирующий формирование финитных сигнальных базисов на входе и выходе частотно-селективного канала.

Литература

1. Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь, № 5, 2012. – С. 9-12.

2. Санников В.Г. Метод оптимизации радиотелефонной связи // Журнал Радиоэлектроники: электронный журнал. 2014, № URL: http: // ire.cplire.ru / jre / nov 14 / 17 / text.pdf.

3. Волчков В.П. Новые технологии передачи и обработки информации на основе хорошо локализованных сигнальных базисов. // Научные ведомости Белгородского государственного университета, Серия «История, политология, экономика, информатика», №15(70), 2009, Вып. 12/1.

4. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. М.: Техносфера, 2011.

СИНХРОНИЗАЦИЯ В ДУПЛЕКСНЫХ ЦИФРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ

THE SYNCHRONIZATION IN DUPLEX DIGITAL COMMUNICATION CHANNELS

Брайловский Г.С., *brajlovsky@loniir.ru,* **Никифоров В.И.,** *nikiforov@loniir.ru,*
Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио
(филиал ФГУП НИИР-ЛОНИИР), Санкт-Петербург

Brajlovsky G.S., *brajlovsky@loniir.ru*, **Nikiforov V.I.,** *nikiforov@loniir.ru,*
Leningrad branch of radio research & development institute
(branch NIIR-LONIIR), Cankt-Petersburg

Abstract

The specialized modems, which can execute time synchronization and formation of signals of reference frequencies at space-distanced points, except data transmission, are considered. There are presented the structure of communication system and some recommendations on the allotment of clock frequency from the data channel and on construction of the phase-locked loop for formation of reference frequencies.

Аннотация

Рассматриваются специализированные модемы, осуществляющие, кроме передачи данных, синхронизацию времени и формирование сигналов опорных частот в пространственно разнесенных пунктах. Представлены структура системы связи и рекомендации по выделению тактовой частоты из потока данных и построению ФАПЧ для формирования опорных частот.

На рисунке представлена схема организации дуплексной цифровой связи между пунктами 1 и 2 на примере радиорелейной связи.

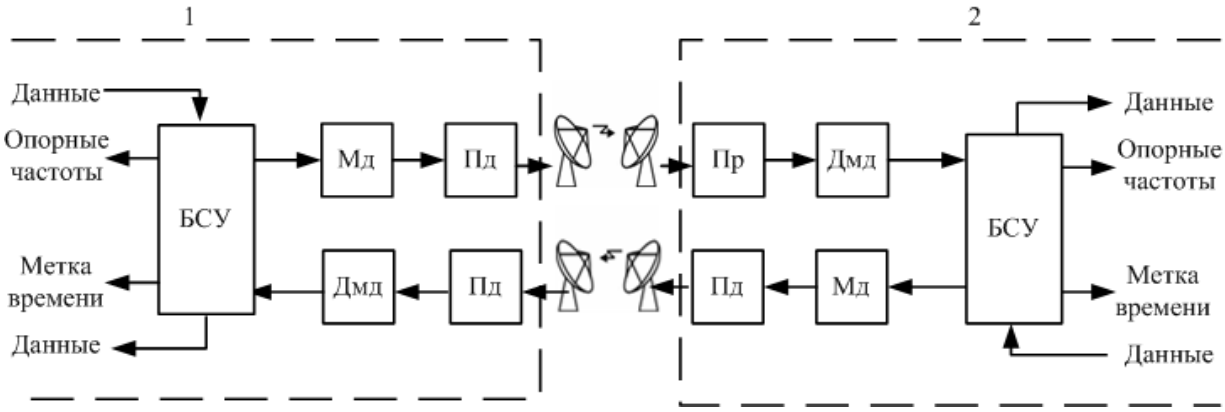


Рис. 1. Схема организации связи

На каждом пункте аппаратура связи содержит модулятор (Мд), демодулятор (Дмд), передатчик (Пд), приемник (Пр), блок синхронизации и управления (БСУ).

При передаче данные через БСУ, модулятор и передатчик поступают в антенно-фидерный тракт. На приемной стороне сигнал с антенны через приемник и демодулятор поступает в БСУ, назначение которого обработка (декодирование) основной и служебной информации, а также формирование меток времени. В составе БСУ имеется микроконтроллер, который выполняет соответствующие вычисления и хранит данные о заводском номере изделия и об аппаратных задержках приемо-передающего модуля.

Кроме того, через этот микроконтроллер осуществляется управление модемом и приёмо-передающим модулем от внешнего управляющего компьютера (на рисунке внешний управляющий компьютер не показан). Для устранения влияния фазовой неопределенности при синхронизации данных на входе БСУ используется FIFO.

По отношению к системе синхронизации один пункт связи является ведущим, а другой ведомым. Несмотря на полную унификацию БСУ пунктов, при их работе в качестве ведомого и ведущего появляется ряд функциональных отличий по фазовой автоподстройке частоты (ФАПЧ) и в принципе формирования временных меток. Ведущий БСУ принимает данные на собственной тактовой частоте, проводит измерения задержки синхросигнала, обрабатывает данные о задержках в обоих FIFO (FIFO ведущего и ведомого БСУ) и формирует команду ведомому БСУ по служебным данным для установки времени на ведомом пункте связи. На ведущем БСУ генераторы дополнительных опорных частот подстраиваются с помощью ФАПЧ по частоте основного генератора опорной частоты, который не перестраивается. Ведущий БСУ постоянно формирует метки времени и контролирует метки времени, выставленные на ведомом БСУ. Задержки передачи сигнала по эфиру между пунктами связи в обе стороны принимаются равными, так как прием и передача проводятся на разных несущих частотах в одном диапазоне. Аппаратная асимметрия учитывается введением аддитивных поправок – задержек в приемо-передающем модуле. Разработана методика измерения задержек в приемо-передатчиках при проведении приемо-сдаточных испытаний изделия. Дополнительно по значению задержки распространения на ведущем пункте связи можно определить расстояние между пунктами связи.

В ведомом БСУ для выделения тактовой частоты осуществляется дифференцирование фронтов перепадов (импульсов) скребмлированных данных и используется оригинальная схема фильтрации, которая работает совместно с многоконтурной системой ФАПЧ, которая подстраивает все генераторы опорных частот. Ведомый БСУ передает ведущему служебную информацию о времени приема синхросигнала, задержках в FIFO и о собственных аддитивных поправках. Ведомый БСУ формирует метку времени по команде ведущего БСУ.

Известные [1,2,3] и широко применяемые методы выделения сигнала символьной (тактовой) частоты работают на основе нелинейных преобразований входного сигнала и могут быть реализованы в цифровом виде с помощью АЦП. Выделяемая демодулятором тактовая частота передачи данных в реальных каналах связи с шумом, может иметь джиттер до 25 % от длительности периода символьной частоты, поэтому она не может быть непосредственно (без фильтрации) использована для формирования опорных частот.

Учитывая работу на фиксированной частоте передачи данных, в БСУ целесообразно использовать малошумящие кварцевые ГУН, а для основной опорной частоты - термостатированный кварцевый ГУН.

Применение в системах ФАПЧ известных [2,3] фазовых детекторов, в которых импульсы частоты сравнения сводятся по фронтам, что в режиме удержания приводит либо к арбитражу [4], либо к гистерезису в зоне нечувствительности и вызывает дополнительный фазовый шум сигналов опорных частот. Поэтому в многоконтурной системе ФАПЧ БСУ [5] в качестве фазового детектора применяется умножитель, имеющий линейную характеристику в рабочей зоне. Импульсы частот сравнения имеют скважность 2 и сводятся в режиме удержания с фиксированным сдвигом фазы. В данном БСУ применяется схема фазового детектора на логическом элементе «исключающее ИЛИ» функционально эквивалентная умножителю и интегрированная с ПИФ, основные элементы которой технологически реализуются в цифровой ПЛИС.

Также возможно построение системы ФАПЧ с формированием высокочастотной ПЧ на специализированной микросхеме AD9548.

Время захвата, в основном, определяется прогревом термостатированного кварцевого ГУН. Фазовые шумы сигналов опорных частот на ведомом пункте связи соизмеримы с шумами на ведущем пункте передачи данных. Шаг сведения часов составляет один период рабочей частоты ПЛИС. Так, например, при символьной частоте 10 Мбод и рабочей частоте ПЛИС 100 МГц шаг сведения часов (установки метки времени) составит 10 нс [5]. При синхронизации по сигналам глобальных навигационных системах (GPS, Глонас) время захвата определяется десятками минут, а точность установки метки времени составляет 100 нс.

Таким образом, по сравнению с синхронизацией на основе сигналов глобальных навигационных систем предложенный метод обеспечивает более быстрый захват и формирование малошумящих опорных частот и стабильных временных меток.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.

2. Жодзишский М.И., Мазепа Р.Б., Овсянников Е.П. и др. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / Под ред. М.И. Жодзишского. - М.: Радио и связь, 1990. - 208 с.

3. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами.- М.: Радио и связь, 1991. - 296 с.

4. Автоматное управление асинхронными процессами в ЭВМ и дискретных системах / Под ред.- В.И. Варшавского. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. - 400 с.

5. Брайловский Г.С., Никифоров В.И., Синильников А.М. Построение системы синхронизации на основе цифровых каналов передачи данных // Методы и устройства передачи и обработки информации / Межвузовский сборник научных трудов. - Вып. 6. - СПб.: Гидрометеоиздат, 2004.- 208 с.

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КОМПОЗИТНОГО СИГНАЛА

THE ANALOG DIGITAL CONVERSION OF THE BROADBAND COMPOSITE SIGNAL

Жиров В.А., *д.т.н., профессор vzhspb@loniir.ru*, **Зайцев С.Г.,** *к.т.н., доцент zaitsev@loniir.ru*,
Овчаренко А.В., *ao@loniir.ru, Санкт-Петербургский филиал «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио», г. Санкт-Петербург*

Radioresearch&developmentinstitute«leningrad branch of radio reserch &development institute», St.Petersburg

Abstract

The results of researches of analog digital conversion of the broadband composite signal formed by signals with a different band and power are provided. The composite signal is exposed to analog-digital conversion with sampling rate on all band, and components then are filtered taking into account manipulation speed. Research objective is determination of possibility of separation and demodulation of feeble components in case of such digitization. It is quite expected and confirmed with simulation that for powerful components, distortions in case of digitization, recognize the assessment by known methods, but imperfection of characteristics of the modern broadband ADC practically don't worsen reliability in case of the subsequent demodulation. During the theoretical analysis and computer simulation is also shown, that it is fair and for low-power components of a composite signal, when the envelope is laid down in 1-2 discharges of ADC. Is revealed that the main problem for feeble components is zero drift of ADC, conditioned, in particular, insufficient filtering of low frequency components. Are formulated the requirements for precision retention zero. During researches authors were guided by characteristics of ADC EV10AQ190 [1].

Аннотация

Представлены результаты исследований аналого-цифрового преобразования широкополосного композитного сигнала, образованного сигналами с разной полосой и мощностью. Композитный сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию с частотой дискретизации на всю полосу, а компоненты затем фильтруются с учетом скорости манипуляции. Целью исследования является определение возможности выделения и демодуляции слабых компонент при такой оцифровке. Вполне ожидаемо и подтверждено моделированием, что для мощных компонент искажения при оцифровке поддаются оценке известными методами, а неидеальности характеристик современных широкополосных АЦП практически не ухудшают достоверности при последующей демодуляции. В ходе теоретического анализа и компьютерного моделирования также показано, что это справедливо и для маломощных компонент композитного сигнала, когда огибающая укладывается в 1-2 разряда АЦП. Выявлено, что основной проблемой для слабых компонент является смещение нуля АЦП, обусловленное, в частности, недостаточной фильтрацией низкочастотных составляющих. Сформулированы требования к точности удержания нуля. В ходе исследований авторы ориентировались на характеристики АЦП EV10AQ190 [1].

Примером аналого-цифрового преобразования широкополосного композитного сигнала является оцифровка сигналов промежуточной частоты приемных станций спутниковой связи 950...2050 МГц с помощью широкополосного АЦП с частотой дискретизации 5000 МГц. В полосе оцифровки могут располагаться несколько сигналов с разной мощностью и полосой. В нашем исследовании композитный сигнал представляется упрощенной моделью: предполагается, что компоненты композитного сигнала имеют одинаковую спектральную плотность мощности, так что узкополосный сигнал имеет мощность

пропорционально полосе, полный композитный сигнал имеет размах по амплитуде на всю шкалу отображения АЦП с учетом пик-фактора. Такая модель позволяет проанализировать влияние искажений преобразования на любой сигнал, избегая при этом необходимости комбинирования разных сигналов в составе композитного. Например, сигнал с полосой 1 МГц может быть представлен уровнем примерно на 30 дБ ниже относительно композита, с полосой 100 кГц - на 40 дБ и т.д. При такой модели для всего композитного сигнала и для составляющих его сигналов будет одно и то же отношение сигнал/шум.

При моделировании в качестве контрольного используется отношение сигнал/шум в согласованной полосе (это же отношение энергии на бит к спектральной мощности шума при BPSK) 6,8 дБ, чему соответствует вероятность ошибки на бит 10E-3 для некодированного сигнала.

Результаты оценки шумов квантования с учетом неидеальности характеристик АЦП для случаев, когда полоса компонента композитного сигнала варьируется от максимальной до минимальной, представлены в таблице.

Таблица 1

Отношение сигнал/шум квантования

Факторы	Полоса сигнал, МГц			
	1100	1	0,1	0,010
Идеальный АЦП	64,14	66,41	65,99	64,9
Ошибка усиления и смещения	63,44	66,31	65,91	64,38
Дифференциальная нелинейность	61,82	62,96	63,0	62,18
Интегральная нелинейность	58,44	66,33	65,98	64,9
Изменение периода дискретизир. последовательности	63,14	65,43	65,43	63,38
Джиттер	52,32	63,02	65,33	63,85
Все факторы	51,23	59,93	61,02	60,83

Эти результаты получены в предположении вклада каждой неидеальности по отдельности и всех в совокупности. Последнее допущение пессимистично, соответствующий результат можно рассматривать как оценку на наихудший случай.

Заметим, что теоретическое значение сигнал/шум квантования для сигнала с полосой 10 кГц для наших условий моделирования составляет 116 дБ. Можно сделать вывод, что при оговоренных условиях ухудшение сигнал/шум квантования в самом неблагоприятном случае составляет порядка 13 дБ (один сигнал на всю полосу при наличии джиттера в соответствии с [1]); очевидно, при отношении сигнал/тепловой шум порядка 10 дБ, вклад шумов квантования будет незаметен.

Исследование влияния неидеальностей характеристик АЦП на прием слабых узкополосных сигналов выполнено и по критерию вероятности ошибки при демодуляции оцифрованного и отфильтрованного сигналов, при этом акцент сделан на анализе низкоскоростных сигналов. Результаты приведены в таблице 2.

Таблица 2

Вероятность ошибки демодуляции

Параметры	Полоса сигнала, МГц			
	1	100	10	1
Вероятность ошибки	1*10E-3	1*10E-3	1*10E-3	2,8*10E-3

Почти трехкратное ухудшение вероятности ошибки наблюдается при полосе сигнала 1 кГц (уровень сигнала относительно максимального уровня композитного сигнала, равен примерно минус 60 дБ). При скорости манипуляции, соответствующей полосе 1 кГц, рост шумов квантования не должен приводить к такому ухудшению достоверности, которое мы наблюдаем. Причина в том, что размах полезного сигнала такого уровня оказывается меньше шага квантования и проявляется недостаточная фильтрация низкочастотных составляющих, что эквивалентно дрейфу нуля.

Проблему дрейфа нуля можно наглядно проиллюстрировать следующим образом. АЦП имеет n двоичных разрядов. Предполагаем, что усиление в тракте выставлено так, что на $n-2$ центральных

разрядов отображается средний размах колебаний композитного входного процесса (сигнал вместе с шумом), а нижний и верхний разряды используются для оцифровки выбросов.

Пусть количество цифровых кодов, на которые отображаются интервалы уровней входного напряжения с постоянной шириной Δ, четное. Поэтому 0 входного сигнала располагается строго на границе интервалов (кодов). Если в результате дрейфа точка 0 сместилась в центр интервала –1 или 1, то при малых амплитудах $\left(A_{sn} \le \frac{\Delta}{8}\right)$ АЦП практически все время будет выдавать одно и тоже число и вероятность ошибочной демодуляции будет максимальной $P_{er\,max} = 0.5$. Если же нулевая точка расположена точно на нижней границе интервала 1, совпадающей с верхней –1, то вероятность ошибок даже при очень слабом сигнале будет такой же, как при оптимальном приеме $P_{er\,min}$. В промежуточных положениях вероятность ошибок демодуляции будет находиться внутри интервала $P_{er\,min} < P_{er} < P_{er\,max}$. Вероятность ошибок можно вычислить, суммируя условные вероятности событий ошибочной демодуляции. Схема принятия решений при демодуляции, когда в случае положительного отклика принимается решение о приеме положительного импульса, а при отрицательном отклике отрицательного, очевидно, не чувствительна к ошибкам квантования. Но это справедливо, когда нулевой уровень входного процесса расположен точно на границе соседних интервалов АЦП. Если же имеет место дрейф нуля на величину d_0, то достоверность демодуляции снижается. В этом случае вероятность ошибки демодуляции вычисляется по формуле:

$$P_{er}(A_s, SNR, d_0) = 0.5\left[F\left(-\sqrt{2}\cdot 10^{0.05SNR}\left(1-\frac{d_0}{A_s}\right)\right) + F\left(-\sqrt{2}\cdot 10^{0.05SNR}\left(1+\frac{d_0}{A_s}\right)\right)\right]$$

где $SNR = 10\lg\left(\frac{P_s}{P_{ns}}\right)$ – отношение сигнал/шум, $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{x^2}{2}}dx$ – функция стандартного нормального распределения, а $A_s = \sqrt{P_s}$ – амплитуда полезного сигнала.

Из выражения видно, что снижение достоверности не зависит от направления дрейфа нулевой точки и одинаково как для положительного, так и отрицательного смещения. Также видно, что снижение достоверности полностью определяется отношением модуля смещения к амплитуде сигнала и не зависит от числовых значений этих величин. Поэтому для достижения одинакового снижения достоверности при приеме как сильных, так и слабых сигналов, отношение допустимого смещения нулевой точки к амплитуде сигнала должно оставаться постоянным. Таким образом, требования к стабильности положения нулевой точки существенно возрастают, когда необходимо принимать слабый сигнал, а усиление АЦП выставляется по мощному.

Практически без снижения достоверности возможна демодуляция компонент с уровнем -30 дБ от мощности композитного сигнала, если дрейф нуля удовлетворяет условию $d_0 \le 2^{n-13}\Delta_n$, где Δ_n – длина интервала АЦП. Чтобы демодулировать сигнал на уровне –40 дБ от мощности композитного, потребуется уменьшить интервал дрейфа нуля на 10 дБ, а для сигнала на уровне –50 дБ, на 20 дБ, соответственно и т.д.

Литература

1. EV10AQ190. Low power QUAD 10-bit 1.25 Gsps ADC Operating up to 5 Gsps. Datasheet. Company «e2v semiconductors», 2010.

2. Walt Kester. Data conversion handbook. Analog Devices, Inc. 2005. – 953 p.

РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДСИСТЕМЫ ВЫБОРА УПРАВЛЕНЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

DEVELOPMENT OF INFORMATION MANAGEMENT SUBSYSTEM SELECTION MANAGEMENTSOLUTION WITH USING NETWORK-CENTRIC TECHNOLOGIES

Иванченкова Е.С., *lenchik2120@mail.ru*,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Ivanchenkova E.S., *lenchik2120@mail.ru,*
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Abstract

The report shows the importance and ways of creating information subsystem selection of management decisions in order to build a common information space. Ways to implement the system are formed on the basis of previously completed projects for special purposes, for example, «G3-budget of Russia». Establishment of a subsystem selection management solutions provideinformation pharmacies and suppliers throughout Russia.

Аннотация

В докладе излагается способы создания сетецентрической информационной подсистемы выбора управленческих решений в сети аптек с целью построения единого информационного пространства. Пути реализации системы сформированы на основе ранее выполненных проектов специального назначения, например, «G3-БЮДЖЕТ РФ». Создание подсистемы выбора управленческих решений улучшит работу аптек и поставщиков лекарств в регионах России.

Использование современных информационных технологий становится неотъемлемой составляющей функционирования аптечных организаций. Эффективность принятия решений во многом зависит от внутренней и внешней доступности информации. В современных рыночных условиях, своевременная обработка информации способствует совершенствованию реализации лекарств, а именно: автоматизации производства, сбыта, планирования, прогнозирования и анализа своей хозяйственной деятельности, что позволяет успешно конкурировать на рынке медикаментов. Каждая организация стремиться минимизировать временные затраты, материальные, трудовые ресурсы в ходе своей деятельности и упростить процесс обработки информации.

Объектом исследования является сбыт и реализация аптечной продукции между покупателем и поставщиком. В данной работе под покупателем понимается юридическое лицо, представляющее аптеку или сеть аптек в разных регионах РФ, в свою очередь, определим, что поставщик – это юридическое лицо, которое реализует свою продукцию.

Целью данного проекта является разработка информационной подсистемы выбора управленческих решений с использованием сетецентрических технологий.

Актуальность данной работы заключается в том, что на каждом этапе существования у многих организаций возникает проблема своевременного, быстрого поиска поставщиков и аптечных организаций. Это приводит к необходимости оперативного анализа всей полученной информации за минимальное время, которую можно использовать для реализации и сбыта лекарственных средств.

Аптечные организации должны стать частью единого информационного пространства, что обеспечивается внедрением G3A − сетецентрической архитектуры.

Предлагается создать информационную систему с использованием сетецентрических технологий.

КАЧЕСТВО ОБНАРУЖЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОЛИНИИ

WIDEBAND SIGNALS DETECTION PERFORMANCE IN THE CONDITIONS OF THE DISPERSION DISTORTION IN THE IONOSPHERE RADIOLINK

Лобов Е.М., *к.т.н., доцент, с.н.с., lobov@srd.mtuci.ru*,
Косилов И.С., *Младший научный сотрудник, kosilovis@mail.ru,*
Кандауров Н.А., *Младший научный сотрудник,* kandaurov@srd.mtuci.ru, **Елсуков Б.А.,** *аспирант,*
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Lobov E.M., Kosilov I.S., Kandaurov N.A., Елсуков Б.А., *lobov@srd.mtuci.ru,*
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Abstract

There are advantages of using direct sequencing spread spectrum (DSSS) communication systems: high noise immunity (ability of a communication system to operate with a negative signal / noise ratio of the signal power in the band), electromagnetic compatibility with narrowband communications systems, the possibility of separating the subscribers in the form of the signal separation multipath component and summing their energy.

On the other hand, the frequency dispersion, perhaps - the most significant obstacle for broadband radio transmission of information in the HF range. At the reception energy losses occur due to the dispersion of distortion signals. These losses cause degradation detectors wideband signals.

Известны преимущества применения широкополосных шумоподобных сигналов (ШПС) в системах связи: высокая помехоустойчивость (способность системы связи работать при отрицательном отношении сигнал/шум по мощности в полосе сигнала), электромагнитная совместимость с узкополосными системами связи, возможность разделения абонентов по форме сигнала, разделение многолучевых компонент с последующим суммированием их энергии [1-3].

С другой стороны, частотная дисперсия, пожалуй, – наиболее существенное препятствие для работы широкополосных радиосистем передачи информации в декаметровом диапазоне. При согласованном приеме имеют место энергетические потери из-за дисперсионных искажений сигналов [4-6]. Указанные потери обуславливают ухудшение характеристик обнаружителей широкополосных сигналов.

Рассмотрим обнаружение широкополосного сигнала одноканальным когерентным обнаружителем в условиях частотной дисперсии. Рассчитанная в [4-6] величина энергетических потерь $K^2(p)$ в условиях частотной дисперсии ухудшает вероятностные характеристики оптимального (в условиях белого шума) обнаружителя сигналов (p – коэффициент дисперсности ионосферного радиоканала). При одних и тех же параметрах обнаружителя (выбранном пороге обнаружения) уменьшение ОСШ на $K^2(p)$ дБ, приведет к уменьшению вероятности правильного обнаружения при неизменной вероятности ложной тревоги.

Действительно, вероятность правильного обнаружения $P_{об}$ оптимального когерентного обнаружителя находится по формуле:

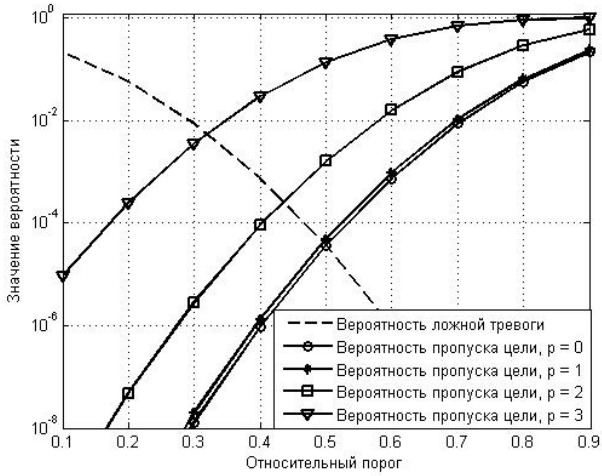
$$P_{об} = 1 - P_n,\ P_n = 0.5\,\mathrm{erfc}\left(\frac{K(p)E_s - G_{пор}}{\sqrt{E_s N_0}}\right) = 0.5\,\mathrm{erfc}\left((K(p) - \nu_{Kпор})\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right), \quad (1)$$

где $P_п$ – вероятность пропуска цели, $G_{пор} = \nu_{Кпор} E_s$ – абсолютный порог, $\nu_{Кпор}$ – относительный порог, E_s – энергия сигнала. Вероятность ложной тревоги определится выражением:

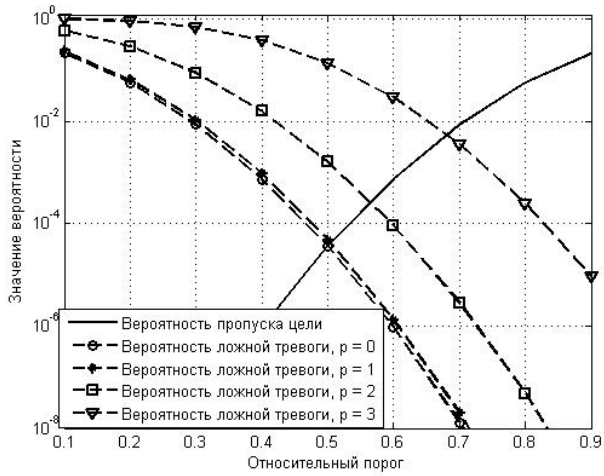
$$P_л = 0.5\,\mathrm{erfc}\left(\frac{G_{пор}}{\sqrt{E_s N_0}}\right) = 0.5\,\mathrm{erfc}\left(\nu_{Кпор}\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right), \qquad (2)$$

При уменьшении порога обнаружения сигнала в канале с белым шумом $\nu_{пор}$ до величины $\nu_{Кпор}$, вероятность пропуска цели (а значит и вероятность правильного обнаружения) в условиях частотной дисперсии равна аналогичной вероятности в условиях без частотной дисперсии при заданном ОСШ E_s / N_0. Тогда как, вероятность ложной тревоги увеличилась. На рисунке 2.а изображены кривые вероятности ложной тревоги $P_л$ и пропуска цели $P_п$ при приеме ШПС в условиях частотной дисперсии, построенные по формулам (1) и (2) в зависимости от относительного порога $\nu_{Кпор}$ для ОСШ $E_s / N_0 = 15$ дБ. Значения коэффициентов энергетических потерь $K^2(p)$ равны 0 дБ, -0.08 дБ, -1.2 дБ, -3.9 дБ для $p = 0$, $p = 1$, $p = 2$, $p = 3$ соответственно. Видно, что при фиксированном значении вероятности ложной тревоги $P_л$ с увеличением дисперсионных искажений (увеличение p) увеличивается вероятность пропуска цели $P_п$.

На рисунке 2.б кривые вероятности ложной тревоги $P_л$ и пропуска цели $P_п$ при приеме ШПС в условиях частотной дисперсии в зависимости от $\nu_{пор}$ для ОСШ $E_s / N_0 = 15$ дБ. Видно, что вероятность ложной тревоги увеличивается с увеличением дисперсионных искажений при фиксированной вероятности пропуска цели.



а)



б)

Рис. 2. Кривые вероятности ложной тревоги $P_л$ и пропуска цели $P_п$ при обнаружении сигнала когерентным обнаружителем в условиях частотной дисперсии канала в зависимости от а) $\nu_{Кпор}$ б) $\nu_{пор}$; $E_s / N_0 = 15$ дБ

При неизвестной частоте и/или фазе обнаруживаемого сигнала, применяют некогерентный обнаружитель, который принимает решение по модулю комплексной огибающей. Комплексная огибающая сигнала с выхода СФ поступает на блок вычисления модуля (амплитуды сигнала).

Вероятность ложной тревоги при отсутствии сигнала можно представить следующим образом:

$$P_л = \int_{G_{пор}}^{\infty} f(x/0,\sigma)dx = \int_{G_{пор}}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx = \frac{2E_s}{N_0} \int_{\nu_{Кпор}}^{\infty} \nu e^{-\frac{E_s}{N_0}\nu^2} d\nu = e^{-\frac{E_s}{N_0}\nu_{Кпор}^2}. \qquad (3)$$

На рисунке 3 изображены кривые вероятности ложной тревоги $P_л$ и пропуска цели $P_п$ при обнаружении сигнала некогерентным обнаружителем в условиях частотной дисперсии канала в зависимости от $\nu_{Кпор}$ для $E_s / N_0 = 15$ дБ при $\Delta f_e = 0$ и $T\Delta f_e = 0.5$ соответственно.

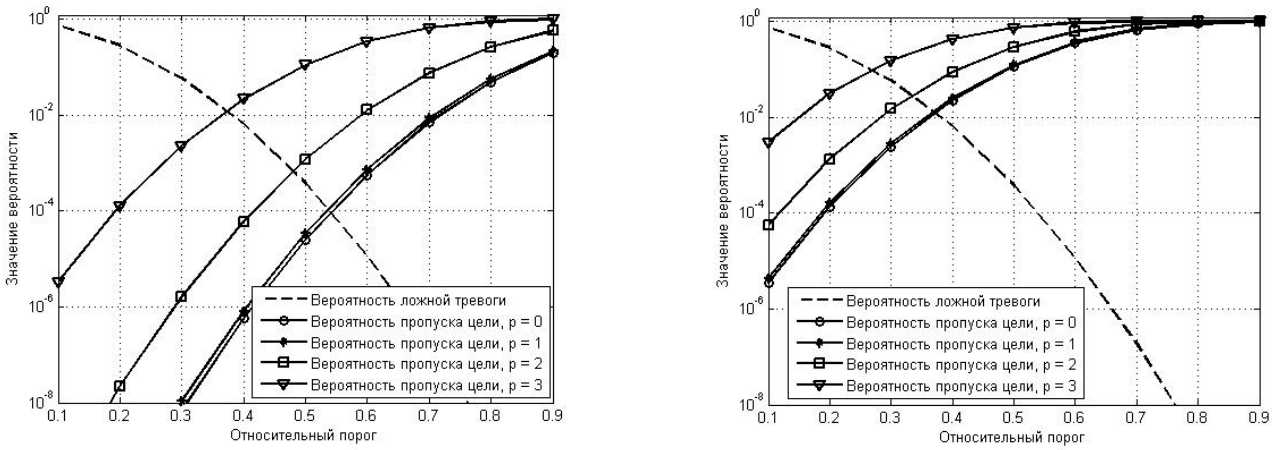
Аналогично, как и для когерентного обнаружителя, исходя из вероятности пропуска цели для канала с белым шумом, можно пересчитать пороговое значение решающего устройства, чтобы в условиях

частотной дисперсии получить такую же вероятность пропуска цели, ценой увеличения вероятности ложной тревоги.

Формула нахождения ν_{Knop} для условий частотной дисперсии из ν_{nop} имеет вид:

$$e^{-\frac{E_s}{N_0}K^2(p)\rho_f^2(\Delta f_e)}\int\limits_{\nu_{Knop}}^{\infty}\nu e^{-\frac{E_s}{N_0}\nu^2}I_0\left(\frac{2E_sK(p)\rho_f(\Delta f_e)}{N_0}\nu\right)d\nu = e^{-\frac{E_s}{N_0}\rho_f^2(\Delta f_e)}\int\limits_{\nu_{nop}}^{\infty}\nu e^{-\frac{E_s}{N_0}\nu^2}I_0\left(\frac{2E_s\rho_f(\Delta f_e)}{N_0}\nu\right)d\nu$$

Таким образом, качество обнаружения сигналов в зависимости от степени их дисперсионных искажений может изменяться существенно – на несколько порядков. Например, согласно рисунку 2 для канала с критической полосой $\Delta f_k = 150$ кГц и шириной используемой полосы $\Delta f = 450$ кГц (тогда $p = 3$) при ОСШ 15дБ вероятность пропуска цели может увеличиться на 3 порядка с 10^{-4} до 10^{-1}.



а) б)

Рис. 3. Кривые вероятности ложной тревоги $P_л$ и пропуска цели $P_п$ при обнаружении сигнала некогерентным обнаружителем в условиях частотной дисперсии канала в зависимости от а) ν_{Knop}, $\Delta f_e = 0$, $E_s / N_0 = 15$ дБ; б) ν_{Knop}; $T\Delta f_e = 0.5$, $E_s / N_0 = 15$ дБ

Литература

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, 384 с.

2. Левин, Б.Р. Теоретически основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

3. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. – М.: Радио и связь, 2003 г. – 640 с.

4. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 266 с.

5. Лобов, Е.М. Оценка помехоустойчивости радиолинии с частотной дисперсией // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова, серия: «Научная сессия, посвященная Дню Радио». – М.: Инсвязьиздат, 2010. – вып. 65. – С. 404-406.

6. Косилов И.С., Лобов Е.М. Расчет помехоустойчивости широкополосных ионосферных радиолиний с применением шумоподобных сигналов на основе данных прогнозирования// T-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2011.–№11.– С.68-70.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ FH-OFDM ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА

Карпухин Е.О., *доцент кафедры 402 МАИ, ret1987@yandex.ru,*
Мазепа Р.Б., *профессор кафедры 402 МАИ, mrb402@mai.ru,*
Михайлов В.Ю., *профессор кафедры 402 МАИ, mihvj@yandex.ru*

Аннотация

В работе рассматриваются перспективные сигнально-кодовые конструкции (СКК) на основе FH-OFDM, состоящие из LDPC, сверточных турбо-кодов, каскадных кодов (Рид-Соломон и сверточный коды) и кодов Рида-Соломона с модуляциями ФМ-4 и ОФМ-4. Приводятся результаты имитационного моделирования данных СКК в среде Matlab при воздействии эффекта Доплера. Использование СКК на основе FH-OFDM позволяет эффективно бороться с последствиями воздействия Доплеровского сдвига на инфокоммуникационную систему.

Особенности использования СКК в инфокоммуникационных системах с FH-OFDM

Практически во всех современных стандартах связи предложены методы фазовой и квадратурной модуляции сигнала для работы с технологией OFDM. К примеру, в стандарте IEEE 802.16 предусмотрено три вида модуляции: QPSK; 16-QAM; 64-QAM.

В литературе нет четкого определения сигнальных конструкций типа FH-OFDM. Из-за особенностей двух данных технологий: FH - frequency hopping (метод частотных скачков) и OFDM - Orthogonal frequency-division multiplexing, следует рассмотреть несколько вариантов конструкций их совместного применения:

• Псевдослучайный выбор OFDM-поднесущих;

• Передача сигнала после прохождения через блок формирования частотных скачков в OFDM-модулятор;

• Прохождение OFDM символов через блок формирования частотных скачков.

Первый вариант совместного применения данных технологий является частным случаем технологии OFDMA, когда инфокоммуникационная система обслуживает одного пользователя. Хотя система и будет защищена от естественных искажений (в первую очередь интерференции) в канале связи, но за счет малой величины базы сигнала стойкость к преднамеренным помехам окажется невелика.

Использование второго варианта невозможно, поскольку сигнал после прохождения через блок формирования частотных скачков окажется частотно-модулированным, а использование ЧМ сигналов в OFDM-системах недопустимо, т.к. это нарушит принцип ортогональности поднесущих частот и приведет к их интерференции [1].

Для совместного использования данных технологий оптимальной является передача OFDM-символов на псевдослучайных несущих. Полученные сигналы сочетают в себе преимущества обеих технологий, и вследствие этого будут защищены от имитационных помех и стойкими к искажениям в канале связи.

Моделирование СКК на основе FH-OFDM в среде Matlab

Использование методов модуляции с когерентным обнаружением требует высокой достоверности определения фазы модулированного сигнала. В условиях воздействия эффекта Доплера соблюдение этого требования возможно только в случае применения механизмов точной оценки и компенсации частотного сдвига сигнала. Поэтому при последующей разработке модели рассматривался как метод относительной фазовой манипуляции (ОФМ-4), в котором при обнаружении текущего символа в качестве опорной принимается фаза предыдущего, так и метод фазовой модуляции ФМ-4. Отказ от применения амплитудной модуляции позволяет избежать ошибок, связанных с нелинейным искажением в усилителях мощности.

Использование помехоустойчивых кодов накладывает ограничение на применяемый демодулятор. Код Рида-Соломона требует использования демодулятора с жестким решением. Это не накладывает ограничений на методы модуляции для использования с данным кодом. Код LDPC и Турбо-коды прини-

мают на вход мягкие решения демодуляторов. Каскадный код для разработанной модели инфокоммуникационной системы состоит из комбинации кода Рида-Соломона и сверточного кода. Он также будет принимать на вход мягкие решения демодулятора. Дополнительная информация, поступающая в декодер, позволит снизить вероятность ошибочного приема символов, однако декодер будет иметь более сложную реализацию.

Данные типы кодирования описываются в современной литературе как наиболее эффективные и часто используемые. Также было принято решение рассмотреть использование перемежителей в качестве меры борьбы с пакетными ошибками.

Использование метода OFDM в условиях воздействия эффекта Доплера в канале связи требует применения методов компенсации Доплеровского сдвига частоты. Авторами был реализован механизм компенсации Доплеровского сдвига на основе описания из [2]. Оценка сдвига частоты производится в 2 шага. На первом шаге производится грубая оценка сдвига частоты с использованием короткой преамбулы. Данная оценка позволяет частично скомпенсировать сдвиг частоты, эквивалентный (-2 +2) ширины поднесущих.

После грубой оценки величины сдвига необходимо произвести его компенсацию на обнаруженную величину. Точная оценка сдвига частоты производится с использованием длинной преамбулы. Данная оценка позволяет исправить сдвиг частоты, эквивалентный (-0.5 +0.5) ширины поднесущих.

Также в канале связи возможно возникновение сдвига фазы принятого сигнала относительно исходного. Борьба с данным явлением осуществляется посредством оценки фазового сдвига пилот-сигнала. Данный метод является пост-БПФ методом, поскольку компенсация сдвига фазы принятого сигнала производится после прохождения OFDM-демодулятора.

На основе вышеизложенного авторами были разработаны модули формирования и обработки OFDM и FH сигналов в среде Matlab, последовательное объединение которых позволило сформировать FH-OFDM сигнал. Для компенсации воздействия эффекта Доплера на спектр сигнала были доработаны модули оценки Доплеровского сдвига частоты, использующего тренировочные символы, и фазового сдвига сигнала, использующего пилот-сигналы, а также формирователь тренировочных OFDM-символов. В итоге были собраны следующие модели инфокоммуникационных систем:

- Сверточный турбо-код, метод модуляции ФМ-4 с мягким решением демодулятора;
- LDPC-код, метод модуляции ФМ-4 с мягким решением демодулятора;
- Код Рида-Соломона, методы модуляции ФМ-4 и ОФМ-4 с жестким решением демодулятора;
- Каскадный код, метод модуляции ФМ-4 с мягким решением демодулятора.

Заключение

Проведение имитационного моделирования позволило сделать следующие выводы:

- Метод OFDM обладает эффективными механизмами оценки и компенсации Доплеровского сдвига частоты по сравнению с методом частотных скачков.
- Применение метода частотных скачков для создания FH-OFDM сигналов не вносит негативного воздействия в работу механизма оценки и компенсации эффекта Доплера, которым обладает метод OFDM.
- Наиболее эффективными кодами для использования в инфокоммуникационных системах, применяющих метод FH-OFDM, являются сверточные турбо-коды и коды-произведения, в составе которых есть LDPC-код и матричный перемежитель.
- В качестве способа модуляции зарекомендовал себя метод ФМ-4 манипуляции, который обеспечит компромисс между скоростью передачи информации и помехоустойчивостью.

Исходя из полученных результатов можно утверждать, что инфокоммуникационные системы, основанные на предложенных выше СКК, в которых одновременно применяются методы OFDM и частотных скачков, окажутся эффективными для использования в условиях воздействия эффекта Доплера.

Литература

1. Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB: Wiley: 2010 - 544 p.

2. Won Y. Yang, Yong S. Cho, Won G. Jeon, Jeong W. Lee, Jong H. Paik, Jae K. Kim, Mi-Hyun Lee, Kyu I. Lee, Kyung W. Park, Kyung S. Woo. MATLAB®/Simulink for Digital Communication. A-Jin Publishing, 2009, 115 p.

ПРЯМАЯ ОЦЕНКА ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ (TEC) ПУТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

DIRECT EVALUATION OF THE TOTAL ELECTRON CONTENT (TEC) OF IONOSPHERE BY WIDEBAND RADAR SIGNAL SPECIAL PROCESSING

[1]**Аджемов С.С.,** *д.т.н., профессор, adjemov@srd.mtuci.ru*,
[2]**Виноградов А.Г.,** *к.ф.-м.н., с.н.с., начальник сектора*, *vinogradov@rti-mints.ru,*
[1]**Лобов Е.М.,** *к.т.н., доцент, с.н.с.*, *lobov@srd.mtuci.ru,*
[2]**Теохаров А.Н.,** *к.ф.-м.н., начальник сектора, ateokharov@rti-mints.ru*
[1]ФГОБУ ВПО МТУСИ, г. Москва
[2]ОАО РТИ имени академика А.Л. Минца, г. Москва

[1]**Adjemov S.S.,** [2]**Vinogradov A.G.,** [1]**Lobov E.M.,** [2]**Teokharov A.N.,**
[1]MTUCI, [2] OAO MINTS RTI, Moscow

Abstract

Analysis of dispersion distortions of wideband radar signals propagating through Earth's ionosphere is given. A technique based on special processing of received wideband signal is developed to evaluate the total electron content of ionosphere along the radar beam and mitigate dispersion distortions.

Одной из сравнительно новых задач радиолокации является задача построения радиоизображений с разрешающей способностью порядка десятков сантиметров, что является достаточным для распознавания типа лоцируемого объекта. Как известно, разрешающая способность по дальности обратно пропорциональна ширине полосы частот сигнала, и для такого «сверхразрешения» необходимо использовать достаточно широкополосные сигналы. Например, для достижения разрешающей способности по дальности ΔR порядка 0,75 м требуется сигнал с шириной полосы $\Delta F \sim 200$ МГц.

При распространении столь широкополосного сигнала через ионосферу необходимо учитывать дисперсионные искажения сигнала, связанные с частотной зависимостью диэлектрической проницаемости ионосферы [0].

В [0] дисперсионные искажения в ионосфере исследованы на примере ЛЧМ-сигнала с большой базой и показано, что основным искажающим фактором является частотно-зависимый набег фазы каждой спектральной составляющей сигнала, который пропорционален полному электронному содержанию TEC (total electron content) вдоль траектории сигнала. При зондировании под малыми углами места влияние этих искажений может полностью разрушить сигнал при его согласованной обработке.

При известном значении TEC вдоль траектории сигнала можно модифицировать обработку, согласовав ее не с излученным, а с ожидаемым сигналом путем коррекции частотной характеристики согласованного фильтра. Текущие методы определения TEC предполагают измерение параметров ионосферы с помощью разнородных средств и оперативной обработки измеренных и модельных данных и требуют тонкой настройки измерительных систем и больших ресурсов при обработке в реальном времени [0].

В данной работе для прямой оценки TEC по принимаемому радиолокационному сигналу предлагается использовать методику, обобщающую известный двухчастотный метод оценки TEC [0] на сверхширокополосные сигналы. Для этого формируются фильтры, согласованные с «высокочастотным» и «низкочастотным» участками спектра, и TEC определяется по отличию задержек откликов таких фильтров.

Частотно-зависимый набег фазы каждой спектральной составляющей сигнала, при распространении его до лоцируемой цели, может быть выражен в форме [0]:

$$\varphi(\omega_0+\Omega)=\frac{\omega_0}{c}L(\omega_0)-\frac{\Omega}{c}L(\omega_0)+\frac{\Omega^2}{\omega_0(\omega_0+\Omega)}\frac{\omega_0}{c}L(\omega_0), \qquad (4)$$

где ω_0 - несущая частота сигнала, Ω - значение частоты спектральной составляющей сигнала, относительно частоты несущей ω_0, c - скорость света в вакууме, $L(\omega_0)$ - фазовый путь, рассчитанный для несущей частоты ω_0, определяемый по формуле [0]:

$$L(\omega_0) = -40.4 F_0^{-2} 10^4 \,\text{ТЕС}, \text{ м}, \qquad (5)$$

где $F_0 = \omega_0 / (2\pi)$ - несущая частота в МГц, ТЕС - значение полного электронного содержания ионосферы, измеряемое в TECU (total electron content units, 1 TECU = 10^{16} эл/м^2). Первое слагаемое в (4) представляет собой поправку к фазе сигнала на несущей частоте, второе соответствует групповой задержке комплексной огибающей сигнала, а третье описывает искажение формы комплексной огибающей сигнала.

Сигнал, принятый в точке излучения, после обработки согласованным фильтром (СФ) с учетом дисперсионных искажений в ионосфере описывается формулой

$$s(t) = \mathrm{e}^{2i\frac{\omega_0}{c}[R+L(\omega_0)]-i\omega_0 t} \int |\dot{g}(\Omega)|^2 \, \mathrm{e}^{2i\frac{\Omega}{c}[R-L(\omega_0)]-i\Omega t} \, \mathrm{e}^{2i\frac{\Omega^2}{\omega_0(\omega_0+\Omega)}\frac{\omega_0}{c}L(\omega_0)} \, d\Omega. \qquad (6)$$

Здесь $\dot{g}(\Omega)$ – Фурье-образ комплексной огибающей передаваемого сигнала, сосредоточенный в основном в интервале $(-\Delta F/2, \Delta F/2)$, где ΔF – ширина спектра сигнала. Фазой, вносимой эффектом Доплера, для движущихся целей, пренебрегаем. Частотная характеристика СФ равна $\dot{G}(\Omega) = \dot{g}^*(\Omega)$. Групповая задержка сигнала, при распространении его до цели и обратно, вносимая ионосферой, равна

$$\Delta t = \frac{2L(\omega_0)}{c} = \frac{8080}{3} \cdot \frac{\text{ТЕС}}{F_0^{\,2}}. \qquad (7)$$

Эта задержка фактически зависит от двух параметров – значения полного электронного содержания ионосферы ТЕС, характеризующего степень ионосферного возмущения, и значения несущей частоты сигнала F_0. Если сигнал имеет достаточно широкую полосу частот ΔF (сверхширокополосный сигнал), то можно использовать спектральные компоненты сигнала на краях полосы, которые будут испытывать разные задержки [0, 0]. При независимой согласованной фильтрации «левых» и «правых» спектральных компонент сигнала и измерения соответствующих «ионосферных» групповых задержек $\Delta t_{\text{Л}}$ и $\Delta t_{\text{П}}$, можно получить оценку ТЕС по разности задержек $\Delta t_{\text{ЛП}} = \Delta t_{\text{Л}} - \Delta t_{\text{П}}$:

$$\text{ТЕС} = \frac{3}{8080} \cdot \Delta t_{\text{ЛП}} \cdot \left(\frac{1}{F_{0\text{Л}}^{\,2}} - \frac{1}{F_{0\text{П}}^{\,2}} \right)^{-1}, \qquad (8)$$

где $F_{0\text{Л}}$ – центральная частота «левой» части спектра, а $F_{0\text{П}}$ – «правой». Оценим возможность реализации предложенной методики прямой оценки ТЕС. Для определенности разделим спектр исходного сигнала на 3 интервала примерно одинаковой ширины $\approx \Delta F/3$. Тогда $F_{0\text{Л}} \approx F_0 - \Delta F/3$ и $F_{0\text{П}} \approx F_0 + \Delta F/3$. Для модельных значений $F_0 = 1300$ МГц и $\Delta F = 200$ МГц выражение (8) приводит к оценке $\Delta t_{\text{ЛП}} \approx 0{,}33 \cdot 10^{-3} \cdot \text{ТЕС}$. Для возмущенной ионосферы с ТЕС = 50 имеем $\Delta t_{\text{ЛП}} \approx 0{,}016$ мкс, что приблизительно совпадает с шириной пика функции отклика при обработке сигнала «левым» и «правым» фильтрами с полосой $\Delta F/3 = 67$ МГц: $\Delta\tau_{\text{Л}} = \Delta\tau_{\text{П}} \cdot 0{,}015$ мкс. Это приблизительно соответствует критерию Рэлея для разрешающей способности и дает возможность с достаточной точностью определить разность задержек и провести прямую оценку ТЕС по формуле (8).

На рис. 1 приведены огибающие для сигналов с выхода фильтров, согласованных с “левой” и “правой” частями спектра исходного сигнала, а также для сигнала с выхода классического СФ (вся полоса). Измеренное значение разницы задержки распространения соответствует расчетному для ТЕС = 200 TECU. Расчеты проведены для сигнала с ЛЧМ и шумоподобного фазоманипулированного сигнала (ШПС). Частотные характеристики фильтров, согласованных с «левой» и «правой» частями спектра излучаемого сигнала, приняты в виде:

$$\dot{G}_{Л}(\Omega) = \dot{g}^*(\Omega), \;\; \Omega \in \left[-\infty, \; -\Delta F/6\right] \;;\; \dot{G}_{П}(\Omega) = \dot{g}^*(\Omega), \;\; \Omega \in \left[\Delta F/6, \;\; \infty\right] \qquad (9)$$

Кривые для сигналов построены по формуле (6) с учетом формы $\dot{g}(\Omega)$ спектра конкретного сигнала и пределов интегрирования (в соответствии с (9)).

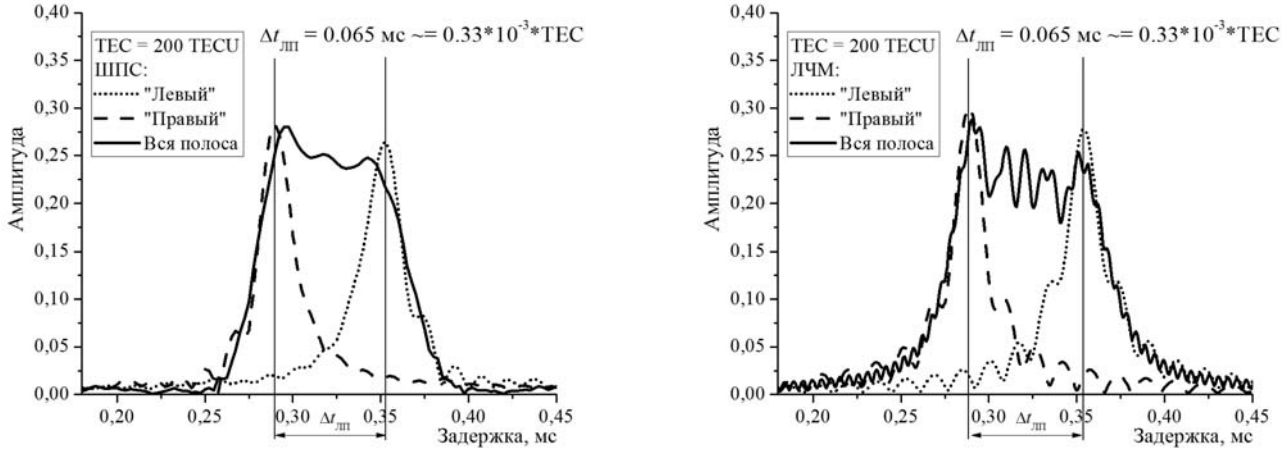


Рис. 1. Сигналы с выхода согласованных фильтров

Аргументом использования предложенной методики является то обстоятельство, что «крайние» спектральные компоненты сами по себе могут иметь ширину полосы значительно меньшую, чем у исходного широкополосного сигнала, и потому существенно меньше подвержены ионосферным искажениям и допускают согласованную обработку без компенсации ионосферных искажений. С другой стороны, уменьшение ширины полосы приводит к уширению главного пика на выходе согласованного фильтра и снижению точности оценки задержки и, как следствие оценки TEC. Поэтому при выборе оптимального формирования «крайних» спектральных компонент необходим компромисс.

Литература

1. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.

2. Виноградов А.Г., Лучин А.А., Теохаров А.Н. Обработка сверхширокополосных сигналов и формирования радиолокационных изображений в РЛС дальнего обнаружения L-диапазона // Наукоемкие технологии. 2013. Т. 14. № 9. С. 32–36.

3. Виноградов А.Г., Теохаров А.Н. Прямая оценка полного электронного содержания ионосферы (TEC) по искажениям широкополосного радиолокационного сигнала. // Тезисы докладов на международной конференции «Метод функций Ляпунова и его приложения», Алушта, 2014, 15-20 сент., стр. 80

4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992. – 304с.

5. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д///М.:Сов. радио, 1970.

6. Куницын В.Е., Терещенко Е.Д., Андреева Е.С., Нестеров И.А.. Спутниковое радиозондирование и радиотомография ионосферы // Успехи физических наук. 2010. Т.180, №5, С. 548-553.

7. Аджемов С.С., Лобов Е.М., Косилов И.С. Экспериментальная оценка параметров частотной дисперсии ионосферного канала с помощью широкополосного фазоманипулированного сигнала // Материалы международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникация» (СИНХРОИНФО-2013), 30 июня – 3 июля 2013г., Ярославль / под ред. д.т.н. проф. А.В. Пестрякова. – М.: ООО «Брис-М», С. 199-201

8. Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Косилов И.С., Елсуков Б.А. Методика оценки параметров частотной дисперсии ионосферного канала с помощью широкополосного фазоманипулированного сигнала // T-Comm – Телекоммуникации и транспорт. №9, 2014, С. 49-53.

ВЫСОКОТОЧНОЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ

HIGH-PRECISION POSITIONING OF MOVING OBJECTS BASED ON PARAMETER IDENTIFICATION OF NAVIGATION SATELLITES

Меерович В.Д., Каменский В.В., Соколов С.В., *s.v.s.888@yandex.ru,*
Ростовский Государственный университет путей сообщения, г. Ростов-на-Дону

Meerovitch V.D., Kamensky V.V., Sokolov S.V., *s.v.s.888@yandex.ru,*
Rostov State University of means communication, Rostov-on-Don

Ошибки решения навигационной задачи, полученного с использованием средств спутниковой навигации, в значительной мере зависят как от ошибок определения текущих координат спутников, так и от степени подавления помех, возникающих при приеме-передаче спутниковых сообщений. В общем случае информационная структура спутникового измерения псевдодальности Z_R, используемого в качестве основного сигнала при позиционировании объектов, имеет вид:

$$Z_R=\sqrt{(\xi-\xi_c)^2+(\eta-\eta_c)^2+(\zeta-\zeta_c)^2}+c(\Delta\tau-\Delta T)+W_{ИТ}+W_{П}, \quad (1)$$

где ξ_c, η_c, ζ_c - координаты спутника в гринвичской системе координат (ГрСК), ξ, η, ζ - координаты объекта в ГрСК, C - значение скорости света в вакууме, $\Delta\tau$ - погрешность часов навигационного приемника, ΔT - погрешность часов спутника, $W_{ИТ}$ - погрешности, обусловленные прохождением радиосигнала через ионосферу и тропосферу, $W_{П}$ – инструментальные погрешности навигационного приемника.

Ниже рассмотрим возможность компенсации приведенного спектра погрешностей, среди которых значительный удельный вес имеют инструментальные погрешности навигационного приемника и ошибки часов спутника и приемника. Системы ГЛОНАСС и GPS проходят в настоящий момент усиленную модернизацию, позволяющую определять с помощью бортовых измерительных средств расстояния между спутниками: спутники ГЛОНАСС-М оснащаются аппаратурой межспутниковых измерений [2], а спутники ГЛОНАСС-К - приемоформирующим устройством межспутниковой радиолинии или лазерными дальномерами [3,4]. При этом сигналы измерения псевдодальностей между i-м и j-м спутниками свободны от погрешностей прохождения сигнала через ионосферу и тропосферу как в (1), и имеют вид:

$$Z_{ij}=R_{ij}+c(\Delta T_j-\Delta T_i)=R_{ij}+\Delta T_{ji}, \quad (2)$$

где Z_{ij} – псевдодальность, измеренная на j-м спутнике, R_{ij} – истинная дальность между i-м и j-м спутниками, $\Delta T_{ji}=c(\Delta T_j-\Delta T_i)$ - погрешность, обусловленная ошибкой взаимной синхронизации часов i-го и j-го спутников.

В принятых обозначениях измеренные расстояния Z_{ij} между двумя навигационными спутниками А и В могут быть представлены следующим образом:

$$Z_{BA}=R_{AB}+\Delta T_{AB}, \qquad Z_{AB}=R_{AB}+\Delta T_{BA}, \quad (3)$$

где $\Delta T_{AB}, \Delta T_{BA}$ – погрешности взаимной синхронизации часов спутников А и В, R_{AB} - истинная дальность между спутниками. Учитывая очевидное соотношение: $\Delta T_{AB}=-\Delta T_{BA}$, система (3) из 2-х уравнений с 3-мя неизвестными может быть сведена к системе 2-х уравнений с 2-мя неизвестными – истинной дальностью R_{AB} и погрешностью взаимной синхронизации часов спутников:

$$Z_{BA}=R_{AB}+\Delta T_{AB}, \quad Z_{AB}=R_{AB}-\Delta T_{AB}, \quad (4)$$

и легко решается непосредственно на борту каждого из спутников А и В. Определение расстояний между спутниками в практически важном случае, а именно: в случае движения спутников по круговым ор-

битам, позволяет определить их текущие координаты. Рассмотрим методику такого определения подробно. В ГрСК истинное расстояние R_{ij} между двумя спутниками – i-м и j-м, имеет вид [1, 2]:

$$R_{ij}=\sqrt{(\xi_i-\xi_j)^2+(\eta_i-\eta_j)^2+(\zeta_i-\zeta_j)^2}\ ,\ i,j=\text{A,B}, \tag{5}$$

где ξ_i, η_i, ζ_i - координаты i-го спутника в ГрСК, ξ_j, η_j, ζ_j - координаты j -го спутника в ГрСК. Очевидно, что в общем случае определить текущие координаты двух спутников (числом 6) из одного уравнения (5) невозможно. В случае движения спутников по круговым орбитам – т.е. по ортодромическим траекториям, между их координатами, как показано в [5], возникает функциональная зависимость:

$$\xi=\cos P_0\cdot P\cdot\eta-\sin P_0\cdot a_0\cdot\sqrt{a_1-\eta^2},\quad \zeta=\sin P_0\cdot P\cdot\eta+\cos P_0\cdot a_0\cdot\sqrt{a_1-\eta^2}, \tag{6}$$

$a_0=\sqrt{1+P^2}$, $a_1=\dfrac{(r+h)^2}{1+P^2}$, h – высота спутника, r – радиус Земли, P,P_0 – параметры, зависящие от координат начальной и конечной точек ортодромической траектории [6], позволяющая осуществлять навигационное определение только одной координаты спутника (в рассматриваемом случае - η), вычисляя остальные по соотношениям (6). Необходимое число уравнений вида (5) при этом становится равным трем с тремя неизвестными, а необходимое число спутников также оказывается равным трем. Решение трех нелинейных уравнений с тремя неизвестными принципиально возможно и может быть найдено известными численными методами.

Для решения навигационной задачи на объекте спутниковые сообщения принимаются, как правило, не менее, чем от 4-х спутников [1,2], что позволяет формировать линейные комбинации спутниковых сигналов. Так, разность сигналов псевдодальностей, принятых от двух спутников - i-го и j-го, с учетом (1) имеет вид:

$$Z_{Ri}-Z_{Rj}=\sqrt{(\xi-\xi_{ci})^2+(\eta-\eta_{ci})^2+(\zeta-\zeta_{ci})^2}-\sqrt{(\xi-\xi_{cj})^2+(\eta-\eta_{cj})^2+(\zeta-\zeta_{cj})^2}+\Delta T_{ij}, \tag{9}$$

где принято вытекающее из практики спутниковой навигации допущение об идентичности помех, обусловленных прохождением радиосигналов через ионосферу и тропосферу. Как видно из (9), разность сигналов Z_{Ri} - Z_{Rj} любых двух спутников содержит помеховую составляющую ΔT_{ij}, которая уже известна из принятого спутникового сообщения и может быть скомпенсирована. В результате, обработке подлежат сигналы, содержащие только истинную информацию о координатах объекта:

$$\Delta Z_{ij}=Z_{Ri}-Z_{Rj}-\Delta T_{ij}=\sqrt{(\xi-\xi_{ci})^2+(\eta-\eta_{ci})^2+(\zeta-\zeta_{ci})^2}-\sqrt{(\xi-\xi_{cj})^2+(\eta-\eta_{cj})^2+(\zeta-\zeta_{cj})^2}, \tag{10}$$

что позволяет при его движении по аналитическим траекториям (локсодромической или ортодромической) [5], сделать решение навигационной задачи практически точным. Рассмотрим подобную возможность на примере ортодромической траектории.

Используя взаимосвязь (6) гринвичских координат на ортодромической траектории и приводя переменные с учетом движения объекта по поверхности Земли (т.е. $\sqrt{\xi^2+\zeta^2+\eta^2}=r$), преобразуем уравнение (10) к следующему виду:

$$\Delta Z_{ij}=\sqrt{\Theta_{1t_i}+\Theta_{2t_i}\eta+\Theta_{3t_i}\sqrt{a_1-\eta^2}}-\sqrt{\Theta_{1t_j}+\Theta_{2t_j}\eta+\Theta_{3t_j}\sqrt{a_1-\eta^2}}, \tag{11}$$

$\Theta_{1tq}=\xi_{cq}^2+\eta_{cq}^2+\zeta_{cq}^2+r^2$, $\Theta_{2tq}=-2[\xi_{cq}P\cos P_0+\eta_{cq}+\zeta_{cq}P\sin P_0]$, $\Theta_{3tq}=2a_0[\xi_{cq}\sin P_0-\zeta_{cq}\cos P_0]$, $q=i,j$, - известные нестационарные функции. В этом случае задача определения координатного вектора сводится к решению иррационального уравнения (11) относительно неизвестной переменной η. Трижды последовательно возводя обе части уравнения (11) в квадрат и обозначая параметры уравнения как:

$$A_1=\Theta_{1t_i}-\Theta_{1t_j}-\Delta Z_{ij}^2, A_2=\Theta_{2t_i}-\Theta_{2t_j},\ A_3=\Theta_{3t_i}-\Theta_{3t_j}, B_1=A_1^2+A_3^2A_1-4\Delta Z_{ij}^2\Theta_{1t_j}, B_2=2A_1A_2-4\Delta Z_{ij}^2\Theta_{2t_j},$$

$$B_3=A_2^2-A_3^2, B_4=2A_1A_3-4\Delta Z_{ij}^2\Theta_{3t_j}, B_5=2A_2A_3, C_0=B_1^2-B_4^2a_1, C_1=2B_1B_2+2B_4B_5a_1,$$

$$C_2=B_2^2+B_4^2+2B_1B_3-B_5^2a_1,\quad C_3=2B_2B_3-2B_4B_5,\quad C_4=B_3^2+B_5^2,$$

получаем уравнение четвертого порядка относительно координаты η:

$$C_4\eta^4+C_3\eta^3+C_2\eta^2+C_1\eta+C_0=0, \tag{12}$$

все коэффициенты которого нестационарны и должны вычисляться в масштабе времени поступления спутниковых измерений. Принципиально важным преимуществом уравнения (12) является известная

возможность его аналитического решения [6], позволяющая, во-первых, исключить все ошибки позиционирования, связанные с погрешностями применяемых в настоящее время численных методов [2,6], а во-вторых, повысить быстродействие решения навигационной задачи за счет ухода от итеративных процедур определения координатного вектора [1,2]. Т.к. особенностью решения уравнения (12) является его неоднозначность, выраженная в неизбежном существовании четырех решений, определяемых по известным формулам [6], то для определения истинного значения координаты η объекта очевидным выходом является привязка ее текущего значения к значению, полученному в предыдущий момент времени. В силу того, что начальные значения координат ортодромической траектории известны, реализация подобной процедуры сравнения никаких трудностей не представляет.

Литература

1. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ / Навигационный радиосигнал в диапазонах L1,L2 с открытым доступом и частотным разделением (Редакция 5.1). 2008.

2.ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – 3-е изд., перераб. – М.: Радиотехника, 2005 . – 688 с.

3. *Чубыкин А.А., Рой Ю.А., Корнишев О.М., Падун П.П.* Использование бортовых лазерных измерительно-связных средств для повышения точности и оперативности ЭВО спутников системы ГЛОНАСС // ЭВ & ЭС. Т. 12. 2007. С. 25–30.

4. *Шаргородский В.Д., Чубыкин А.А., Сумерин В.В.* Межспутниковая лазерная навигационно-связная система // Аэрокосмический курьер. 2007. № 1 (49). С. 88–89

5. *Соколов С.В*. Синтез аналитических моделей пространственных траекторий и их применение для решения задач спутниковой навигации // Прикладная физика и математика.т.1. вып.2. 2013.- С.3-12

6. *Г.Корн, Т.Корн.* Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1975. 720 с.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА КАМ-64, НАБЛЮДАЕМОГО НА ФОНЕ АДДИТИВНОГО БЕЛОГО ШУМА И МСИ

ANALYSIS OF COMPENSATION ALGORITHMS TO THE QAM-64 SIGNAL DISTORTIONS OBSERVED A GAINST THE AWGN AND INTERSYMBOL INTERFERENCE

Поборчая Н.Е., *n.poborchaya@mail.ru,*
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Poborchaya N.E., *n.poborchaya@mail.ru,*
Moscow Technical University of Radio and Communications, Moscow

Abstract

Estimation of the stochastic signal parameters against as the Additive White Gaussian Noise (AWGN) as the Intersymbol Interference (ISI) is provided in this research, due to further compensation of the QAM-64 distortions. ISI occurs in the case of mismatch between the signal and the transmission channel and is a cause of the receiving quality degradation. Two approaches is considering in the paper. One of them is the variational algorithm and the other is the nonlinear filtration method. The first one give the advantage to the Signal-Noise Ratio (SNR) in comparison with the nonlinear filtration procedure. For instance, let the SNR=37 dB to the both case, then BER for the variational algorithm is $7\cdot10^{-3}$, while for the second method its value is $2.6\cdot10^{-2}$. The sample volume n=500.

В работе производится оценка параметров случайного сигнала для дальнейшей компенсации его искажений на фоне не только белого аддитивного шума, но и при наличии межсимвольной интерференции (МСИ). Рассматривается ситуация, когда канал не согласован с сигналом. Пусть импульсная характеристика канала имеет вид [1,2]:

$$g(t)=\frac{\sin(\pi t/T_k)}{\pi t/T_k}\frac{\cos(\beta\pi t/T_k)}{1-4\beta^2t^2/T_k^{\,2}},$$

где $T_k>T, T$ - длительность информационного символа или символа тестовой последовательности. В этом случае возникает межсимвольная интерференция, которая ухудшает качество приема сигнала.

Проведен эксперимент на ЭВМ с целью исследования работы двух алгоритмов компенсации искажений КАМ сигнала: вариационного алгоритма и процедуры нелинейной фильтрации [3,4].

Данные для расчетов: амплитуда сигнала $A=3$, амплитудный разбаланс между составляющими сигнала γ=0.5, остаток от снятия несушей частоты $\Delta f=180.7$ Гц, $T=0.25$ мкс, $\Delta t=T$, т.е. взят один отсчет на импульс, $\beta=0.116$, фазовый шум задан моделью скользящего среднего второго порядка с коэффициентами $b_1=1, b_2=-0.1, b_3=0.03$, начальная фаза сигнала $\varphi_{0\Gamma}=\pi/12$, фазовый разбаланс $\Delta\varphi=\pi/18$, постоянные составляющие $b_c=1.3, b_s=2$, порядок тейлоровского приближения нелинейной функции наблюдений – первый. В таблице 1 приведены СКО оценивания параметров сигнала, наблюдаемого на фоне МСИ и белого шума с гауссовским законом распределения при объеме обрабатываемой выборки n=500, в таблице 2 - с равномерным законом распределения.

Обозначения: индекс «1»- процедура нелинейной фильтрации, индекс «2» - вариационный алгоритм.

Таблица 1

СКО оценивания параметров сигнала.
Аддитивный белый шум – гауссовский, $T_k = 1.1 \cdot T$

Отношение сигнал/шум, дБ	37 (31)	27 (21)	17 (11)
cko_{z1}	0.076	0.076	0.11
cko_{z2}	0.0124	0.0124	0.0124
$cko_{\varphi 1}$ (град)	1.11	1.11	1.17
$cko_{\varphi 2}$ (град)	1.06	1.069	1.131
$cko_{\Delta f 1}$ (Гц)	19.43	24.02	44.99
$cko_{\Delta f 2}$ (Гц)	11.38	12.17	17.19
$cko_{b_c 1}$	0.02	0.015	0.016
$cko_{b_c 2}$	0.0061	0.0061	0.007
$cko_{b_s 1}$	0.0024	0.0042	0.007
$cko_{b_s 2}$	0.0026	0.0029	0.0052
$cko_{\gamma 1}$	0.0026	0.0034	0.0147
$cko_{\gamma 2}$	0.00074	0.0012	0.0034
$cko_{\Delta\varphi 1}$ (град)	0.12	0.18	0.58
$cko_{\Delta\varphi 2}$ (град)	0.2	0.237	0.476

Таблица 2

СКО оценивания параметров сигнала.
Аддитивный белый шум – равномерный, $T_k = 1.1 \cdot T$

Отношение сигнал/шум, дБ	37 (31)	27 (21)	17 (11)
cko_{z1}	0.077	0.077	0.09
cko_{z2}	0.012	0.0124	0.0124
$cko_{\varphi 1}$ (град)	1.11	1.12	1.23
$cko_{\varphi 2}$ (град)	1.05	1.052	1.095
$cko_{\Delta f 1}$ (Гц)	19.96	25.35	48.43
$cko_{\Delta f 2}$ (Гц)	10.75	11.14	15.85
$cko_{b_c 1}$	0.019	0.018	0.018
$cko_{b_c 2}$	0.0058	0.0059	0.0069
$cko_{b_s 1}$	0.0023	0.0035	0.0067
$cko_{b_s 2}$	0.0026	0.0027	0.0048
$cko_{\gamma 1}$	0.0027	0.0036	0.016
$cko_{\gamma 2}$	0.00088	0.0014	0.0038
$cko_{\Delta\varphi 1}$ (град)	0.1	0.14	0.44
$cko_{\Delta\varphi 2}$ (град)	0.2	0.23	0.43

На рисунке 1 представлены экспериментальные вероятности ошибки на символ при идеальной компенсации искажений сигнала и при работе вариационного алгоритма (Вар. алг.) и процедуры нелинейной фильтрации (н.ф.).

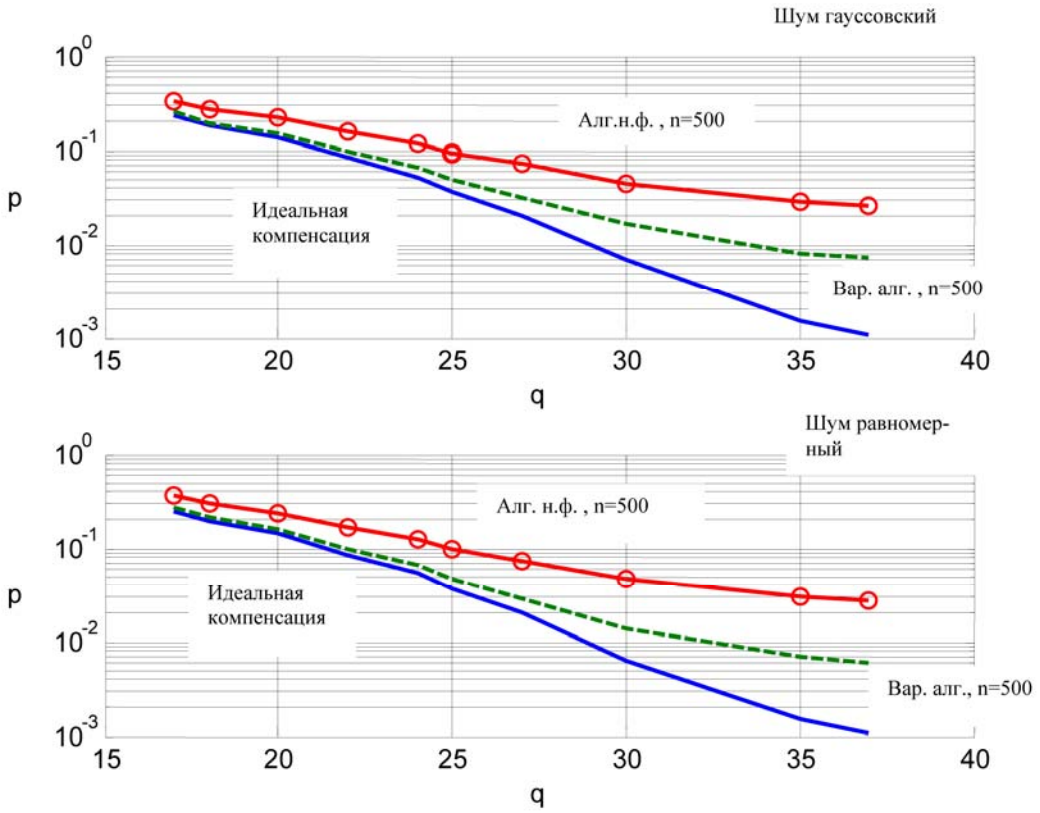


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки на символ от отношения сигнал/шум при наличии МСИ ($T_k = 1.1 \cdot T$)

Выводы

Значения СКО оценивания параметров сигнала для случая $T_k = 1.1 \cdot T$ (таблицы 1,2) практически не отличаются от значений, полученных без МСИ [5]. Таким образом, для данной ситуации на помехоустойчивость влияет в основном межсимвольная интерференция. Вариационный алгоритм дает выигрыш в помехоустойчивости относительно процедуры нелинейной фильтрации. Из рис. 1 видно, что при отношении сигнал/шум 37 дБ вероятность ошибки при использовании вариационного алгоритма составляет $P_{ош} = 7 \cdot 10^{-3}$, а при работе процедуры нелинейной фильтрации $P_{ош} = 2.6 \cdot 10^{-2}$ при объеме выборки n=500. Анализ практической реализуемости показывает, что при использовании процессора TMS320C6400 с производительностью 8800 MIPS, алгоритм нелинейной фильтрации производит оценку искажений сигнала за 128 мкс, если T=0.25 мкс при объеме обрабатываемой выборки n=500 и за 255 мкс при n=1000. Для вариационного алгоритма время обработки составляет 30 мс при объеме выборки n=500.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с анг. под ред. Кловского Д.Д.-М: Радио и связь, 2000.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь./Пер. с англ. Под ред. Журавлева В.И. - М: Радио и связь, 2000.
3. Поборчая Н.Е. Анализ работы компенсатора искажений КАМ сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума.//Журнал Электросвязь.-2014.-№5.-с.20-25.
4. Тихонов А.Н., Леонов А.С., Ягола А.Г. Нелинейные некорректные задачи. - М.: Наука Физматлит, 1995.
5. Поборчая Н.Е. Методы совместной оценки дрейфа постоянных составляющих и амплитудно-фазового разбаланса КАМ сигнала на фоне аддитивного белого шума // Электросвязь. - 2013. - №5. - С.24-26.

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ

A METHOD OF SPATIALLY POLARIZATION SIGNAL PROCESSING

Кузьмин Г.В., *д.т.н., ОАО НИИ ТП, kuzmin@gmail.com*,
Кучумов А.А., *к.т.н., НИЧ МТУСИ, kuchumov@gmail.com*, **Припутин В.С.,** *priputin@srd.mtuci.ru,*
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Kuzmin G. V., Kuchumov A. A., Priputin V.S., *priputin@srd.mtuci.ru,*
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow

Abstract

Modern radiomonitoring systems operate in a complex electronic environment situation related with intensive development of radio communications equipment, radar and radio. It has resulted to that in limited space on the same or adjacent frequency range simultaneously operating multiple wireless systems of various purposes. There are a number of different methods spatially polarization signal processing for improving noise immunity of radio systems by increasing the resulting signal-to-interference ratio. Unfortunately these methods used a priory knowledge of the signal and interference parameters, topology and characteristics of antenna array. These data are unknown, or are subject to change under operating conditions.

In this paper we proposed a new method for spatially-polarization signal processing based on the fourth order statistics. Method work under assumptions of unknown signal and interference parameters, topology and characteristics of antenna array. According to the results of the simulation can be said that the proposed method can effectively suppress interference arrival direction which is close to the direction of arrival of information (interested) signal.

Введение

Современные системы радиомониторинга вынуждены работать в условиях сложной радиоэлектронной обстановки (РЭО). Усложнение РЭО связано с интенсивным развитием средств радиосвязи, радиолокации и радиоуправления, и привело к тому, что в условиях ограниченного пространства на одном и том же или на соседних участках частотного диапазона может одновременно работать несколько радиосистем различного назначения.

Усложнение РЭО неразрывно связано с ростом требований в части помехозащищенности, предъявляемых к современным системам радиомониторинга.

Помехозащищенность систем радиомониторинга связана с отношением сигнал/(помеха+шум) в полосе приема. В настоящее время в системах радиомониторинга активно используют антенные решетки (АР) различного типа. Применение антенных решеток и методов адаптивного управления их направленными свойствами, обеспечивает возможность использования пространственных и поляризационных различий полезного сигнала и помех для увеличения результирующего отношения сигнал/(помеха+шум).

Применяемые в настоящее время алгоритмы пространственно-поляризационной селекции решают задачу селекции на основе формирования «нулей» в одной или обеих компонентах векторной диаграммы направленности (ДН). На практике данный подход с существенно ограничивает эффективность функционирования систем радиомониторинга по следующим причинам:

- при выделении одного сигнала подавляются все другие, как помеховые, так и полезные;
- реализация алгоритмов требует априорного знания характеристик антенно-фидерных устройств или параметров полезных (помеховых) сигналов, тогда как в реальных условиях может существовать неопределенность данных параметров;
- в случае неисправности антенно-фидерных устройств системы радиомониторинга может оказаться, что пространственно-поляризационная селекция будет не возможна.

В работе [1] был предложен метод пространственно-поляризационной селекции на базе набора сдвиговых статистик второго порядка. Для работы данного метода требуется достаточно большая выборка отсчетов сигналов приемной антенной решетки. Кроме того данный метод достаточно сильно чувствителен к ошибкам в определении числа сигналов (полезных и помеховых).

В настоящей работе предлагается метод пространственно-поляризационной селекции на основе статистик четвертого порядка, лишенный указанных недостатков. Приводятся результаты имитационного моделирования.

Метод пространственно-поляризационной селекции

Пусть имеется линейная модель между оцениваемыми сигналами [1,2] $\mathbf{S}(t)=\begin{bmatrix} s_1(t) \\ \dots \\ s_m(t) \end{bmatrix} \in \mathrm{C}^m$ и вектором сигналов на входе приемной АР $\mathbf{Y}(t) \in \mathrm{C}^n$: $\mathbf{Y}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \xi(t)$,

где $\mathbf{A} \in \mathrm{C}^{n \times m}$ - канальная матрица (неизвестная матрица, связанная с пространственно-поляризационными параметрами сигналов, характеристиками и геометрией приемной АР), $\xi(t) \in \mathrm{C}^n$ - аддитивный шумовой вектор, описывающий собственные шумы в каждом канале АР.

Пусть число оцениваемых сигналов m не превосходит числа элементов антенной решетки n, канальная матрица является квазипостоянной в пределах рабочего временного окна, сигналы $s_i(t)$ представляют собой статистически независимые случайные процессы.

Предлагаемый метод состоит из двух основных этапов. На первом этапе по входным отсчетам сигналов приемной АР оценка канальной матрицы. Для этого предлагается воспользоваться алгоритмом на основе кумулянтов 4-го порядка из работы [4].

На втором шаге, на основе полученной канальной матрицы, выполняется селекция сигналов при помощи метода Кейпона [3], согласно которому узкополосные сигналы $\mathbf{S}(t)$ можно найти как $\mathbf{S}(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{Y}(t)$, $\mathbf{W}^H = \mathbf{R}_{\mathbf{YY}}^{-1}\mathbf{A}$, где $\mathbf{R}_{\mathbf{YY}}$ – матрица ковариации сигналов на входе приемной АР; $\mathbf{W}^H$ – матрица весовых коэффициентов; $(\bullet)^{-1}$ – оператор обращения матрицы.

Моделирование

Приведем результаты моделирования предложенного метода пространственно-поляризационной селекции на примере четырехэлементной линейной эквидистантной АР и двух сигналов ФМ-4 одинаковой мощности. Параметры моделирования: ОСШ 15 дБ, на один символ ФМ-4 приходится один отсчет сигнала ФМ-4. Для рисунков 1 и 3 коэффициент корреляции столбцов канальной матрицы для сигналов ФМ-4 (нормированное на 1 значение их скалярного произведения) ~0,15. Для рисунка 2 размер выборки отсчетов входных сигналов АР равен 300.

На рисунке 1 показана зависимость результирующего ОСПШ от размера выборки отсчетов входных сигналов АР для предложенного метода (метод 2) и метода из работы [1] (метод 1). Видно, что предложенный метод позволяет получать более высокие значения ОСПШ на малых выборках отсчетов.

На рисунке 2 показано влияние коэффициента корреляции столбцов канальной матрицы $\mathbf{A}$ на результирующее ОСПШ. Видно, что предложенный метод обеспечивает селекцию сигнала на фоне помехи с близкими пространственно-поляризационными параметрами.

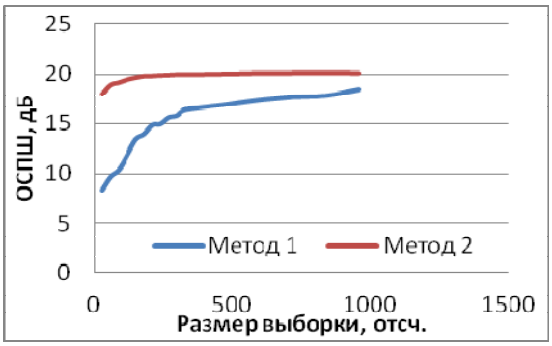


Рис. 1. Значение ОСПШ на выходе метода пространственно-поляризационной селекции в зависимости от размера выборки отсчетов сигналов

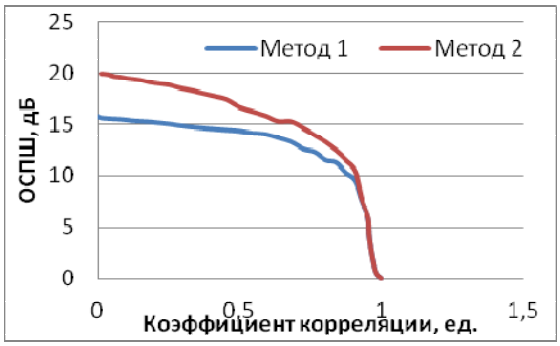


Рис. 2. Влияние коэффициента корреляции столбцов канальной матрицы на результирующее ОСПШ

Из рисунка 3 видно, что предложенный метод менее чувствителен к ошибке в определении числа сигналов, нежели метод 1.

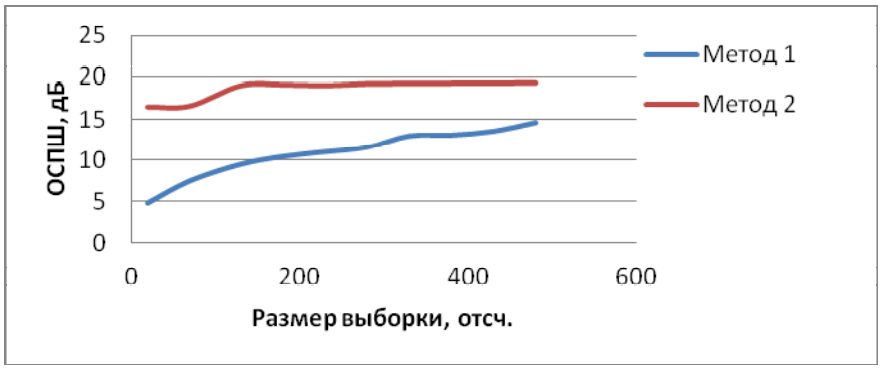


Рис. 3. Чувствительность метода пространственно-поляризационной селекции к ошибке в определении числа сигналов (предполагается, что на входе приемной АР имеется 3 сигнала)

Выводы

Предложен метод пространственно-поляризационной селекции на основе статистик четвертого порядка. Метод позволяет осуществлять пространственно-поляризационную селекцию сигналов в условиях априорной неопределенности параметров сигналов и помех, характеристик и геометрии приемной антенной решетки комплексов радиомониторинга.

Метод обеспечивает достаточно высокие значения ОСПШ на малых выборках отсчетов входных сигналов приемной антенной решетки. Метод является устойчивым к ошибке определения числа сигналов на входе АР.

Литература

1. Припутин В.С. Метод слепого разделения сигналов на базе статистик второго порядка в задаче пространственно-поляризационной селекции // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – № 6. – С. 36-39.

2. Припутин В.С. Концепция применения тензорных методов слепого разделения сигналов в адаптивных антенных решетках // Материалы международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», Ярославль 2013. – С. 205-208.

3. Madisetti V.K. The digital signal processing handbook. – NY: CRC Press LLC, 2000. – 561 p.

4. Аджемов С.С., Кучумов, А.А., Савостьянов Д.В. Метод пеленгации в случае большого числа источников // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2010. – № 11. – С. 65-68.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛОСЫ КОГЕРЕНТНОСТИ ПРИ ТРАНСИОНОСФЕРНОМ ЗОНДИРОВАНИИ

STUDY OF COHERENCE STRIP IN TRANSIONOSPHERIC SOUNDING

Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Чернов А.А., Кислицын А.А.,
miryabova@mail.ru, *Поволжский государственный технологический университет, г. Йошкар-Ола*

Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Kislitsin A.A.,
miryabova@mail.ru, *Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola*

Abstract

The technique for the study of dispersion distortions signals at through ionosphere. On the basis of the simulated values of the total electron content obtained results of calculations of the dispersion characteristics, its inclination and coherence bandwidth.

Введение

В космических системах связи и в радиолокации широкое применение нашли широкополосные и сверхширокополосные сигналы. Особенностями их использования является высокая пропускная способность каналов, высокая разрешающая способность по дальности, а также обеспечение более высокой помехоустойчивости систем радиосвязи [1-3].

Однако при распространении сигналов в трансионосферном радиоканале из-за дисперсных свойств ионосферы происходит изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими широкополосного сигнала. Данное явление приводит к частичной или полной потери полезной информации в сигнале-носителе. Таким образом, задача исследования влияния дисперсионных искажений на радиосигналы при трансионосферном распространении является актуальной задачей.

Цель работы – развитие метода оценки дисперсионных искажений радиосигналов при трансионосферном зондировании.

Реализация поставленной цели достигается на основе решения следующих **задач**:

- анализ методики расчёта дисперсионной характеристики (ДХ) радиосигналов при трансионосферном распространении;
- моделирование данных для расчёта полного электронного содержания, вычисления ДХ, наклона ДХ, полосы когерентности;
- анализ полученных результатов.

Принцип расчёта ДХ широкополосных радиосигналов при трансионосферном зондировании. В настоящее время существуют различные методы для исследования искажения сигналов [4–6]. Одним из распространенных является разложение фазы сигнала по частоте вблизи рабочей (либо средней) частоты [7]. При исследовании более сильных искажений в случае широкополосных сигналов используют высокочастотное приближение в разложении показателя преломления среды .

При высокочастотном приближении фазовый сдвиг сигнала φ с учётом фазовой дисперсии удобно представлять в виде разложения в ряд Тейлора [8,9]:

$$\varphi(\omega,t)=\varphi(\overline{\omega},t)+\varphi'_{\omega}\cdot\Omega+\varphi''_{\omega}\cdot\frac{\Omega^2}{2!}+\varphi'''_{\omega}\cdot\frac{\Omega^3}{3!}+\ldots \qquad (1)$$

где φ'_{ω}, φ''_{ω}, φ'''_{ω} – параметры фазовой частотной дисперсии первого, второго и третьего порядка; $\Omega=\omega-\overline{\omega}$, $\overline{\omega}$ – средняя частота канала.

Обычно параметр дисперсии первого порядка равен времени группового запаздывания. При трансионосферном зондировании средой распространения является ионосферная плазма. Дисперсионная характеристика ионосферного канала имеет вид [8, 10, 11]:

$$\tau(f)=\frac{2}{c}\int_0^z\frac{dz}{n(f,z)} \qquad (2)$$

где $n = \sqrt{1 - f_0^2 / f^2}$, $f_0^2 = e^2 N / \pi m = \mu N$ –квадрат плазменной частоты.

На таких радиолиниях применяются частоты, значения которых значительно превышают плазменные частоты слоя F_2. Поэтому отношение квадратов частот, входящее в выражение для показателя преломления много меньше единицы для всех высот ионосферы. Таким образом, формула для групповой задержки (дисперсии первого порядка) имеет следующий вид:

$$\tau(f) \approx \frac{2z}{c} + \frac{\mu}{c \cdot f^2} N_t \tag{3}$$

где $N_t = \int_0^z N(z)dz$ – при больших z является полным электронным содержанием (ПЭС) ионосферы.

Простейшую оценку дисперсионных искажений можно получить, сравнивая полосу сигнала с полосой когерентности [11,12].

Полоса когерентности канала равна:

$$\Delta f_k = \frac{2}{\sqrt{\pi / |s(f)|}} = \sqrt{\frac{c f_p^3}{\pi \mu N_t}} \tag{4}$$

где $s(f) = \frac{d\tau}{df}$.

Для вычисления абсолютного вертикального ПЭС используется алгоритм, основанный на одновременном использовании фазовых и групповых измерений ПЭС и простой модели измерений ПЭС, учитывающей дифференциальные кодовые задержки [10,11].

Результаты эксперимента. Для вычисления ДХ по данным трансионосферного зондирования были рассчитаны суточные вариации ПЭС. В качестве экспериментальных данных использовались результаты измерений в 2013-2014 гг. Суточные ходы абсолютного ПЭС над г. Йошкар-Олой для различных сезонов представлены на рис. 1.

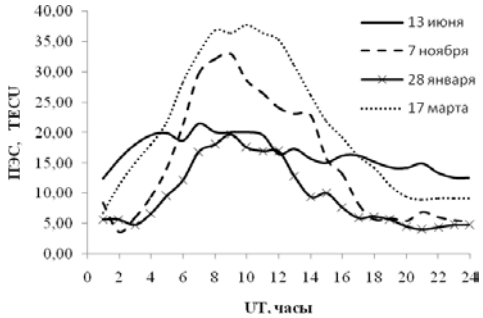


Рис. 1. Суточные ходы абсолютного ПЭС над г. Йошкар-Олой

Таким образом, рассчитав среднее значение ПЭС для каждого из сезонов, построим дисперсионные характеристики рабочих сигналов 0,003–3 ГГц (рис. 2). Основным параметром дисперсности является наклон ДХ, поэтому для выбранных дней в сезоне построены соответствующие зависимости (рис. 3).

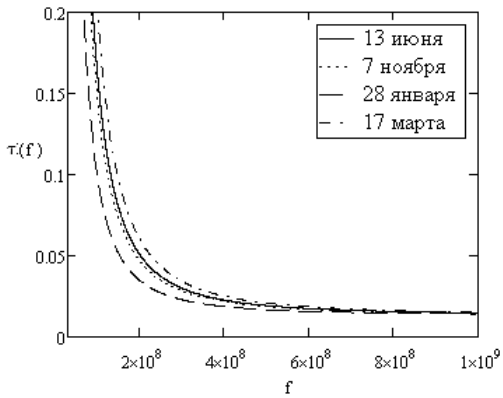


Рис. 2. ДХ трансионосферного радиоканала

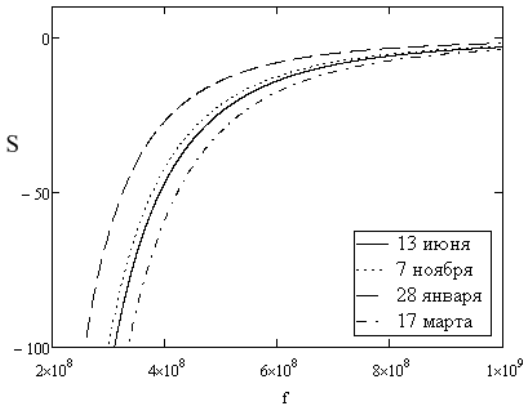


Рис. 3. Зависимости наклонов ДХ

На основе построенных зависимостей для оценки дисперсионных искажений была определена полоса когерентности для каждого из сезонов.

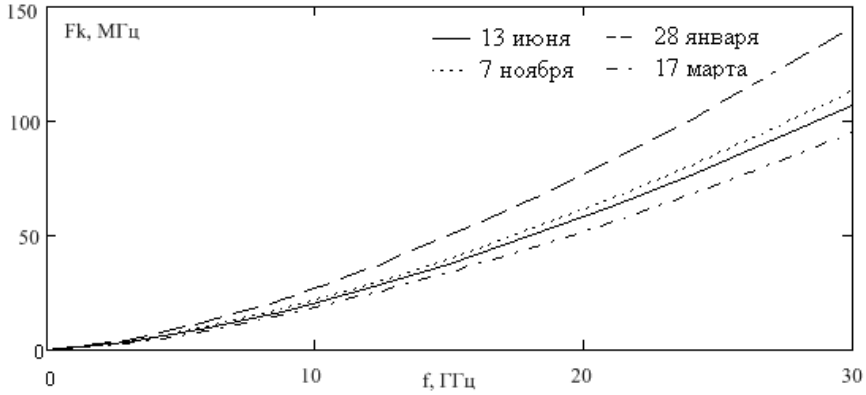


Рис. 4. Зависимости полос когерентности

Заключение

В ходе данного исследования рассмотрена методики расчёта дисперсионной характеристики (ДХ) радиосигналов при трансионосферном распространении; смоделированы данные для расчёта полного электронного содержания для вычисления ДХ, наклона ДХ, полосы когерентности. На основе полученных результатов можно сделать вывод, что зондирующие сигналы подвергаются дисперсионным воздействиям.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ:
проекты № 13-07-00371; 13-02-00524; 15-07-05280; 15-07-05294;
Гранты Минобрнауки РФ № 3.2695.2014/К, № 8.2697.2014/К, № 2276, № 2247; РНФ № 15-19-10053.

Литература

1. *Петренко П.Б.* Моделирование и оценка ионосферных искажений широкополосных радиосигналов в локации и связи / П. Б. Петренко, А. М. Бонч-Бруевич // Вопросы защиты информации, 2007. № 3. С. 24-29.

2. *Иванов Д.В.* Исследование дисперсности сверхширокополосных декаметровых радиоканалов и коррекции дисперсионных искажений / Иванов Д.В., Иванов В.А., Лащевский А.Р. // III Всероссийская научная конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром: Изд.-полиграфический центр МИВлГУ, 2010. С. 7-16.

ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИОНОГРАММ НАЗЕМНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНОГО ВЧ РАДИОКАНАЛА НА БАЗЕ LabVIEW

PRIMARY PROCESSING OF OBLIQUE SOUNDING IONOGRAMS OF HF IONOSPHERIC RADIO CHANNEL BASED ON LABVIEW

Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Чернов А.А., Овчинников В.В.,
miryabova@mail.ru, *Поволжский государственный технологический университет, г. Йошкар-Ола*

Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Ovchinnikov V.V.,
miryabova@mail.ru, *Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola*

Abstract

The results of primary processing of oblique sounding ionograms of HF ionospheric radio channel using software environment Labview are presented. It was found that the cleaning ionogram be carried out in several stages. As a final step you can use median filtering along the tracks, or a modified method of filtering single emissions.

Исследование ионосферы ставит перед собой ряд важнейших задач, решение которых невозможно без организации автоматизированной обработки информации о состоянии ионосферы. В этой связи особенно важным представляется реализация в ионозондах процедуры автоматической цифровой обработки ионограммы, которая может быть решена при условии эффективного обнаружения сигнала и выделения его на ионограмме [1].

Значимым этапом в осуществлении диагностики ионосферного канала является предобработка ионограмм (фильтрация). Она заключается в очистке ионограммы от шумовых составляющих с целью выделения полезного сигнала на фоне фонового шума и помех, а также удаления одиночных выбросов, которые имеют интенсивность, сравнимую с полезным сигналом, и могут приводить к сбоям в работе алгоритмов определения параметров ионосферы. На рисунке 1а приведён пример зашумлённой ионограммы.

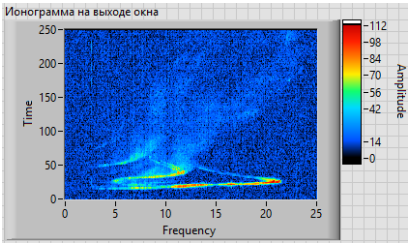


Рис. 1. Зашумлённая ионограмма

В современных ЛЧМ ионозондах применяется несколько методов обнаружения и выделения полезного сигнала: с фиксированным порогом, с динамическим порогом, медианной фильтрации, распознавания изображений и др. Однако применение данных методов обработки по отдельности не решает задачи эффективного выделения полезного сигнала, поскольку ионограммы представляют собой меняющиеся во времени изображения при полной априорной неопределенности уровня помех и спектра принимаемого сигнала. Решение данной проблемы требует создания комплексного адаптивного алгоритма, позволяющего проводить его настройку к условиям распространения КВ радиоволн на соответствующей радиолинии [1,2].

Метод очистки ионограмм с фиксированным, для всей матрицы, пороговым значением прост в реализации, но даёт неудовлетворительные результаты, когда существенным оказывается остаточное

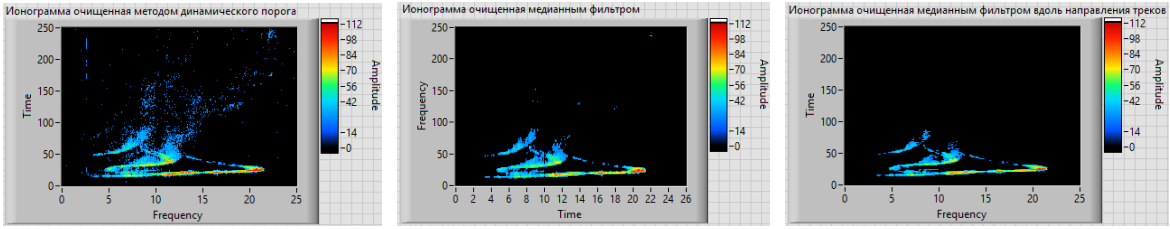
действие от сосредоточенных помех. Поэтому, авторами [3], предложен оригинальный метод автоматического определения порога выделения полезного сигнала для каждого вектор-столбца (спектра) матрицы в отдельности. Этот метод рассматривает плотности вероятностей распределения $P(u)$ амплитуд в столбцах. Максимум функции распределения и будет определять значение порога.

На рис. 2а представлен пример ионограммы, очищенной методом динамического порога. Алгоритм отлично справляется с подавлением фонового шума и мощных станционных шумов. Однако он имеет и свои недостатки. Во-первых, он не удаляет одиночные «выбросы» в столбцах (шумовые точки на ионограмме). Во-вторых, принцип действия алгоритма предполагает наличие в столбце элементов, содержащих полезный сигнал, что влечет за собой плохую работу для столбцов, содержащих только шум. Одиночные выбросы амплитуды на ионограмме появляются вследствие помех, вызванных ближними грозами. Эти объекты имеют размер порядка 1×2 пикселя и часто не удаляются пороговыми методами, так как имеют амплитуду, превышающую средний уровень помехи [3]. Поэтому данный метод должен применяться в комплексе с другими.

В качестве второго этапа очистки ионограммы, нами были исследованы следующие методы:

- фильтрация медианным фильтром с размерами окна 3×3;
- фильтрация медианным фильтром вдоль направления треков;
- фильтрация модифицированным оконным фильтром.

На рисунке 2(б) изображена ионограмма, очищенная медианным фильтром с размерами окна 3×3, а на рисунке 3(в) – та же ионограмма, но уже очищенная медианным фильтром вдоль направления треков.



а) б) в)

Рис. 2. Ионограмма а) очищенная методом динамического порога
б) очищенная оконным медианным фильтром; в) очищенная вдоль направления треков

Из рисунка видно, что фильтрация оконным медианным фильтром хорошо справляется с подавлением одиночных выбросов на ионограмме, однако его применение влечёт за собой ряд нежелательных эффектов. Во-первых, это размывание границ треков, что фактически понижает разрешающую способность ионозонда по задержке. Во-вторых, возможна потеря треков с малыми амплитудами. Фильтрация вдоль направления треков (рис. 3(в)) приводит к меньшему размытию границ и лучше справляется с подавлением одиночных выбросов в столбцах. Однако этот метод тоже может привести к потере треков с малыми амплитудами.

Рисунок 3 иллюстрирует ионограмму, очищенную модифицированным оконным фильтром [4].

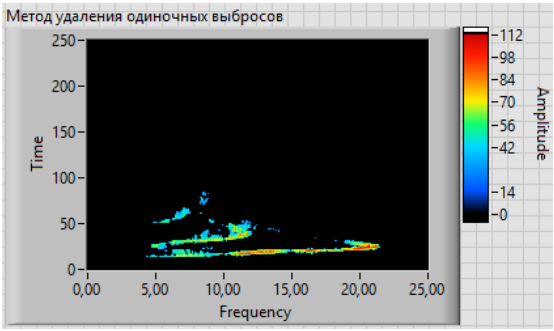


Рис. 4. Ионограмма очищенная модифицированным оконным фильтром

В основе метода лежит анализ количества ненулевых точек в пределах апертуры фильтра (M из N). Решение о принадлежности центральной точки окна к сигналу или шуму принимается согласно условию:

$$M_{i,j} = \begin{cases} 1, & \sum_{m=-v}^{v} \sum_{n=-h}^{h} b(u_{i+m,j+n}) \geq M_{Порог} \\ 0, & \sum_{m=-v}^{v} \sum_{n=-h}^{h} b(u_{i+m,j+n}) < M_{Порог} \end{cases}, \quad (1)$$

где $b(u_{i+m,j+n}) = \begin{cases} 1, & u_{i+m,j+n} > 0 \\ 0, & u_{i+m,j+n} = 0 \end{cases}$, $u_{i+m,j+n}$ - ионограмма, на входе фильтра.

Если количество ненулевых точек в окне больше заданного порогового значения, то принимается решение о том, что в окно попал случайный выброс и центральная точка окна удаляется с ионограммы (удаление одиночных выбросов). В противном случае, центральная точка окна оставляется. При этом, как и в описанных выше методах, используется окно, вытянутое по горизонтали.

Таким образом, в ходе экспериментальных исследований было установлено, что очистку ионограммы следует проводить в несколько этапов. В качестве заключительного этапа можно использовать медианную фильтрацию вдоль направления треков или модифицированный метод фильтрации одиночных выбросов.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ:
проекты № 13-07-00371; 13-02-00524; 15-07-05280; 15-07-05294;
Гранты Минобрнауки РФ № 3.2695.2014/К, № 8.2697.2014/К, № 2276, № 2247; РНФ № 15-19-10053.

Литература

1. Автоматическая интерпретация ионограмм вертикального зондирования / Е.Ю. Зыков, А.Д. Акчурин, А.Н. Сапаев, О.Н. Шерстюков // Электронный научный журнал «Исследовано в России». – Вып. 5. – 2007. – С. 52-64.

2. Новые задачи синхронизации SDR ЛЧМ-ионозонда / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, А. А. Чернов. // Труды XXIV Всероссийской Научной Конференции РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, Том 1. – Иркутск. – 2014. – С.171-174.

3. Комплексный адаптивный алгоритм обработки ионограмм вертикально-наклонного зондирования ионосферы / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова и др. // Гелиогеофизические исследования. – Вып. 4. – 2013. - С. 11-23.

4. Иванов, Д.В. SDR-ионозонд с непрерывным ЛЧМ-сигналом на платформе USRP / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2013. – № 3 (19). – С. 80-93.

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА

COMPUTING RESOURCES OPTIMIZATION OF THE MULTIPATH FADING CHANEL SIMULATOR

Соловьев Д.М., *аспирвнт кафедры РТС ЯрГУ, soldm89@gmail.com,*
Скороходов Е.А., *аспирвнт кафедры РТС ЯрГУ, skorohodov04@gmail.com,*
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, г. Ярославль

Solovyev D.M., *soldm89@gmail.com,*
Skorohodov E.A., *skorohodov04@gmail.com,*
P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl

Abstract

This paper presents method of computing resources optimization of the real-time multipath fading channel simulator. This method reduces computing complexity of simulator and allows implementing it on existing hardware (e.g. field-programmable gate arrays). The optimization criterion is also proposed.

Введение

Имитаторы многолучевых радиоканалов являются важнейшими инструментами, применяемыми разработчиками, при моделировании процессов, протекающих на физическом уровне беспроводных систем передачи информации. Наибольший интерес представляет реализация полностью цифрового аппаратного имитатора. Данный тип имитаторов обладает рядом преимуществ по сравнению с программными, аналоговыми или аналого-цифровыми имитаторами: работа в режиме реального времени с реальными сигналами, стабильность характеристик, точность управления параметрами радиоканала, большой динамический диапазон. К недостаткам можно отнести большую ресурсоемкость необходимую для качественного моделирования реальных радиоканалов [1].

Актуальной проблемой при разработке имитатора является выбор величины интервала дискретизации профиля задержки мощности радиоканала. С одной стороны этот параметр определяет точность воспроизведения реальной непрерывной импульсной характеристики радиоканала, а с другой существенно влияет на вычислительные затраты. [2, 3].

В докладе рассматривается решение задачи по оптимизации использования вычислительных ресурсов имитатора в привязке к параметрам конкретной исследуемой системы передачи информации.

Математическая модель имитатора

В связи с конечной чувствительностью приёмников систем связи можно считать, что используемые радиосигналы имеют ограниченный спектр, занимающий полосу частот ΔF, а импульсная характеристика канала отлична от нуля на конечном интервале времени $[t_н, t_к]$. С учётом данных допущений сигнал на выходе многолучевого радиоканала можно представить в виде [4]:

$$\dot{S}_{вых}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_{вх}(t - (n_0 + n)T)\dot{h}_n(t), \quad (1)$$

где T – интервал дискретизации задержки τ; $n_0 = \lfloor t_н / T \rfloor$; $N = n_0 - \lceil t_к / T \rceil + 1$; $\dot{h}_n(t)$ – а весовые коэффициенты суммирования.

Из выражения (1) следует, что сигнал на выходе многолучевого канала представляет собой конечную сумму задержанных копий входного сигнала, взятых с коэффициентами $\dot{h}_n(t)$. Такому представлению сигнала на выходе многолучевого канала соответствует структурная схема, представленная на рис. 1.

Описание эксперимента

Исследование влияния величины интервала дискретизации импульсной характеристики имитатора на производительность системы передачи информации подразумевает фиксацию параметров эксперимента, являющихся внешними с точки зрения имитатора. Этими параметрами являются: вид модуляции, ширина полосы и длительность информационного символа исследуемой системы, форма профиля задержки мощности и среднеквадратичный разброс задержки многолучевого радиоканала, форма допплеровского спектра отдельных его лучей.

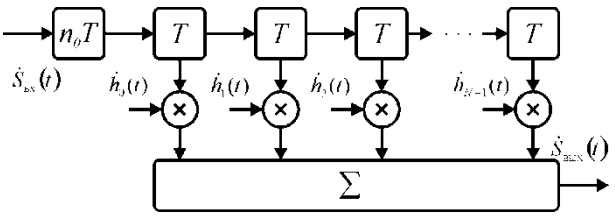


Рис. 1. Структурная модель многолучевого канала

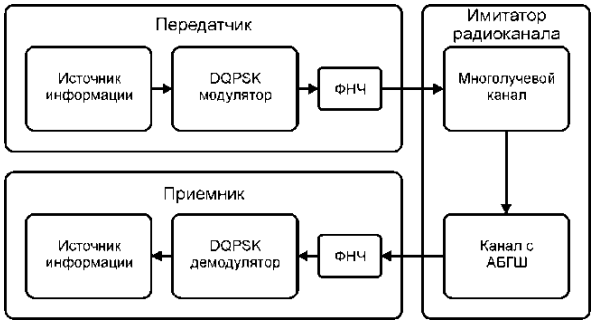


Рис. 2. Структурная схема эксперимента

В качестве вида модуляции для исследуемой системы была выбрана DQPSK модуляции, т.к. этот вид модуляции позволяет работать без систем фазовой и частотной синхронизации, которые могли бы оказать негативное влияние на чистоту эксперимента. По этой же причине в эксперименте обеспечивается идеальная временная синхронизация.

Структурная схема программной модели, разработанной для проведения исследования, приведена на рис. 2 , данную схему можно разделить на три части передатчик, канал связи и приемник. В состав передатчика входит источник информации, DQPSK модулятор и фильтр ограничивающий полосу системы; канал связи состоит из последовательно включенных моделей многолучевого радиоканала и канала с АБГШ; в состав приемника входят фильтр, DQPSK демодулятор и блок контроля ошибок. Вся обработка осуществляется в базовой полосе частот.

Ширина полосы системы – 100 МГц, длительность информационного символа 20 нс, выбор этих параметров осуществлялся, исходя из современных требований, предъявляемых к перспективным системам передачи информации со скоростями порядка 100 Мбит/с.

Профиль задержки мощность в соответствии с экспериментальными исследованиями [7] моделировался экспоненциально спадающей функцией.

На рис. 3 приведена зависимость вероятности битовой ошибки системы передачи информации от количества лучей импульсной характеристики приходящихся на длительность информационного символа для различных скоростей спадания профиля задержки мощности R. Интерес представляет характер поведения данных кривых с увеличением числа лучей, приходящихся на длительность информационного символа, более 8 – вероятность битовой ошибки выходит в насыщение.

Выбор критерия оптимизации

В качестве критерия оптимального выбора количества лучей $\hat{N}$ выступает следующее условие:

$$\hat{N} = \arg\{\max(F(N))\} \tag{2}$$

где функция $F(N)$ – это отношение вероятности битовой ошибки к соответствующему числу лучей на длительности информационного символа.

$$F(N) = \frac{E(N)}{N}. \tag{3}$$

Таким образом, оптимальным значением $\hat{N}$ является аргумент максимизирующий функцию $F(N)$.

На рис. 4 приведен график нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спадания профиля задержки мощности.

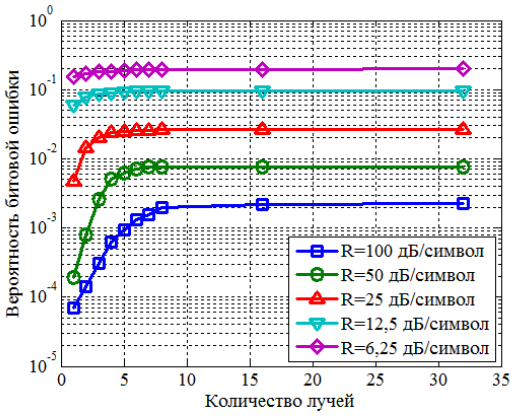


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от количества лучей на длительности информационного символа для различных скоростей спадания профиля задержки мощности

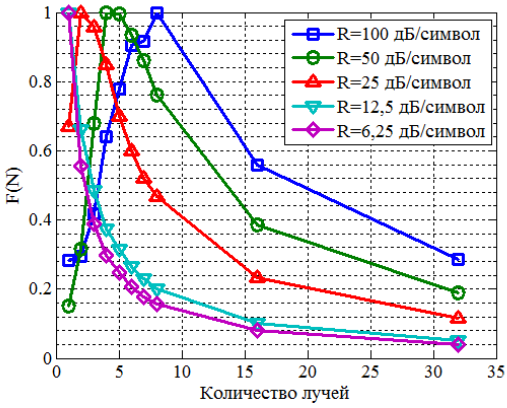


Рис. 4. График нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спадания профиля задержки мощности

Анализ результатов показал, что для радиоканалов с коротким, по сравнению с длительностью информационного символа, профилем задержки мощности (R= 100 дБ/символ) параметр $\hat{N}$ равен 8. Для радиоканалов, профиль задержки мощности которых, сравним с длительностью информационного символа (R=25; R=50 дБ/символ) – от 2 до 4. В случае если профиль задержки мощности существенно превышает длительность символа (R = 12,5; R = 6,25 дБ/символ) – 1.

Заключение

Предложенная методика выбора интервала дискретизации задержки имитатора многолучевого радиоканала позволяет существенно снизить количество необходимых вычислительных ресурсов с сохранением адекватности моделирования реальных физических процессов, протекающих на физическом уровне беспроводных систем передачи информации.

Полученные результаты можно использовать для оценки необходимых вычислительных затрат и выбора соответствующей элементной базы для реализации аппаратного имитатора.

Литература

1. Cyril-Daniel Iskander A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation // http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation.

2. Герасимов А.Б. Соловьев Д.М. Реализация на ПЛИС имитатора многолучевого канала высокоскоростной мобильной радиосвязи // Электросвязь. – 2014. – №5. – Р. 39-43.

3. Казаков Л.Н. Соловьев Д.М. Расчет параметров городского многолучевого радиоканала // Вестник ЯрГУ им. П.Г. Демидова. Серия естественные и технические науки. – 2014. – №4. – Р. 19-24.

4. Галкин А.П. Моделирование каналов систем связи. – М.: Связь, 1979.

5. COST 207 Digital land mobile radio communications. – Brussels, 1989.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ МНОГОАНТЕННЫХ РАДИОСИСТЕМ

ANALYSIS OF EFFECTIVE METHODS FOR INFORMATION TRANSFER MULTI-ANTENNA RADIO SYSTEMS

[1]Токарь М.С., mike-onas@yandex.ru, **[2]Макаревич А.Л.**, mccar-bendery@mail.ru,
[1] Министерство регионального развития, транспорта и связи Приднестровской Молдавской Республики
[2] Приднестровский государственный университет им. Т.Г. Шевченко, г. Тирасполь

[1]Tokar M.S., mike-onas@yandex.ru, **[2]Makarevich A.L.**, mccar-bendery@mail.ru,
[1] Ministry of Regional Development, Transport and Communications of the Pridnestrovian Moldavian Republic
[2] Pridnestrovian State University of Taras Shevchenko, Tiraspol

Abstract

The article describes basic data methods in today's fixed and mobile radio communication systems using multi-antenna techniques, use of which allows reliability augmentation of data transmission. The results of simulation methods in the software package *MATLAB* are given appropriate comparative evaluation and ways of further research are set out.

В настоящее время в современных системах радиосвязи отмечается значительный рост количества потребляемого пользователями объема информации, связанного с внедрением мультисервисных сетей с пакетной коммутацией, что, в свою очередь, требует повышения качества передачи информации. Для реализации этой тенденции современные и перспективные системы радиосвязи остро нуждаются в повышении пропускной способности каналов связи – актуальная в настоящее время научная и техническая задача. Значение пропускной способности канала может быть увеличено за счет расширения используемой полосы радиочастот или повышения эффективной излучаемой мощности передающих трактов канала. Данные меры имеют ограничения из-за требований биологической защиты, энергопотребления абонентскими станциями и электромагнитной совместимости применяемых радиоизлучающих средств.

Однако, пропускная способность может быть увеличена без применения упомянутых мер, а именно, при использовании более эффективных способов, заложенных в системах *MIMO* (*Multiple Input Multiple Output*). Актуальность систем *MIMO* подчеркивает внедрение их в перспективные системы подвижной связи поколения *4G*: *LTE-Advanced*, *WIMAX-Advanced*, портативного телевизионного приема *DVB-NGH*, когнитивного радио (*CRS*) и интеллектуальных антенн (*AAS*).

Основной идеей *MIMO* является формирование параллельных потоков данных из общего поступающего потока и подачу их на независимые приемопередатчики, которые обеспечивают параллельную передачу данных в полосе радиочастот, используемой в полной мере одновременно (в один и тоже момент времени) каждым приемопередатчиком, вследствие чего параллельные потоки необходимо декоррелировать между собой, т.е. обеспечить их взаимную независимость.

В системах *MIMO* применяются различные методы и алгоритмы, действующие по принципу пространственно-временного кодирования, которые необходимо, путем моделирования, сравнить между собой и затем целенаправленно исследовать наиболее эффективные из них с целью усовершенствования либо разработки новых.

В работе были рассмотрены следующие методы пространственно-временного кодирования: *maximal ratio combining (MRC), Alamouti*, *Zero forcing (ZF)*, *Zero Forcing with Successive Interference Cancellation (ZF-SIC)*, *optimized ZF-SIC*, *Minimum Mean Square Error (MMSE)*, *V-BLAST* [1, 2, 3 и другие источники].

Моделирование

Моделирование было выполнено в пакете программ *MATLAB* и проведено для систем с различным количеством передающих и приемных антенн $\left(N_{TX} \times N_{RX}\right)$. Результаты моделирования представляют зависимость вероятности ошибки принятых символов от отношения сигнал/шум (*SNR*) в системе и приведены для модуляции *BPSK* и скорости кодирования *R*=2. Эффективность рассматриваемых методов определяется исходя из значения величины помехоустойчивости каждого. В каждом случае использовался рэлеевский канал замираний. Для всех значений *SNR* использовалось 10^6 независимых равновероятных двоичных символов, пропущенных через канал связи, с использованием вышеперечисленных методов передачи информации.

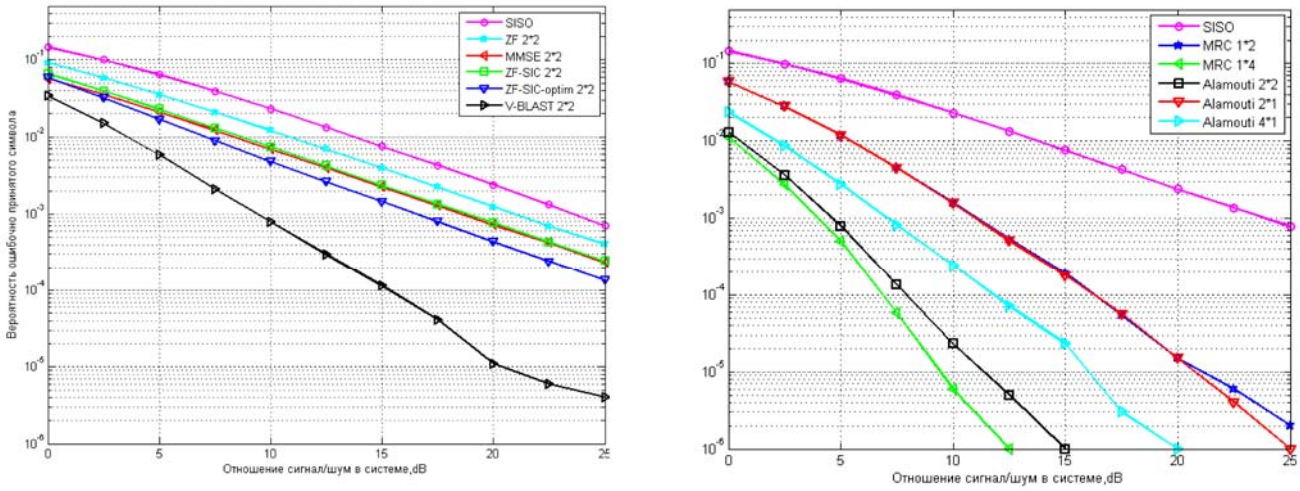


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для рассматриваемых методов кодирования

Из результатов моделирования (рисунок) следует, что:

1. Эффективность рассмотренных методов значительно превосходит эффективность *SISO* (*Single Input Single Output*) (система 1×1), что является, несомненно, положительным моментом.
2. У методов *MRC* 1×2 и *Alamouti* 2×1 значения вероятности ошибок в пространственных каналах сравнимы по величине. Эффективность метода *MRC* 1×4 выше, чем у метода *Alamouti* 2×2 (примерно на 2 дБ при вероятности ошибки 10^{-6}). Эффективность метода *Alamouti* 4×1 в свою очередь ниже, чем у методов *MRC* 1×4 и *Alamouti* 2×2.
3. Метод *MMSE* превосходит *ZF* 2×2 в среднем на 2,5 дБ за счет введения параметра регуляции α, что демонстрирует гибкость *MMSE*, возможность его подстройки под конкретные условия.
4. Эффективности методов *MMSE* 2×2 и *ZF-SIC* 2×2 оказались сравнимы, хотя принципы, заложенные в данные методы, различны. В тоже время, *optimized ZF-SIC* 2×2 за счет применяемого адаптивного механизма восстановления сигналов с учетом их «мощности» превосходит упомянутые примерно на 2,5 дБ.
5. Метод *V-BLAST* 2×2, совместив в себе одновременно принципы, используемые в методах *MMSE* и *optimized ZF-SIC*, превзошел каждый их них.

Выводы

1. Каждый из рассмотренных методов передачи информации характеризуется показателями эффективности, в том числе мерой использования пространственных каналов, которые зависят индивидуально от применяемых алгоритмов и методов кодирования.
2. При сравнении полученных результатов моделирования наиболее эффективными методами являются *MRC* (1×4), *Alamouti* (2×2, 4×1), а также *V-BLAST* (2×2). Используемые в них алгоритмы и методы кодирования должны стать предметом дальнейшего детального рассмотрения и усовершенствования. Необходимо отметить, что количество пространственных каналов у выделенных методов сравнимо и равно 4.
3. Эффективность *MIMO* систем растет с ростом числа передающих и приемных антенн, следовательно, с ростом числа пространственных каналов. Для оптимального разделения мощности по параллельным пространственным каналам *SNR* в системе должно быть достаточно высоким. Пространст-

венные размеры системы не должны быть слишком малы, иначе становиться невозможным разнесение антенн и оптимального разделения пространственных лучей.

4. В системах *MIMO* возможно использование одной и той же полосы радиочастот одновременно несколькими пространственными каналами, что является актуальным как для наземных, так и спутниковых станций служб радиосвязи. В силу дефицита наземного и частотно-орбитального ресурса, который в соответствии с Уставом Международного союза электросвязи является «ограниченным естественным ресурсом, который надлежит использовать рационально, эффективно и экономно…» применение систем *MIMO* может являться одним из основных методов повышения эффективности использования как наземного, так и орбитального радиочастотного ресурса.

Направление дальнейших исследований

1. Необходимо дополнить проведенные исследования результатами эффективности использования пространственно-временных решетчатых кодов (*STTC*), линейных дисперсных кодов (*LD*), многократных турбо-кодов (*MTC*), методов оценки канальной матрицы и других, применяющихся в системах *MIMO*, путем проведения моделирования в пакете программ *MATLAB*.
2. На основании проведенных и обобщенных исследований предложить оптимальный метод кодирования для систем *MIMO*, позволяющий добиться повышения спектральной эффективности и достоверности передачи данных по сравнению с существующими методами.

Литература

1. Alamouti S.M. Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, pp. 1451-1458, October 1998.
2. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / Под редакцией профессора А.М. Шломы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344с.
3. Clerckx B., Oestges C. MIMO Wireless Networks, 2nd Edition, Academic Press (Elsevier), Oxford, UK, Jan 2013.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ПОМЕЩЕНИИ

DYNAMIC FEATURES RESEARCH OF THE INDOOR POSITIONING TV SYSTEM

Тюкин А.Л., *tyukin.alexx@gmail.com,*
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, г. Ярославль

Tyukin A.L., *tyukin.alexx@gmail.com, P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl*

Введение

Системы технического зрения призваны и во многих случаях уже решают задачи по дополнению или даже замене человека в областях деятельности, связанных со сбором и анализом зрительной информации [1]. Уровень их использования в прикладных областях является одним из наиболее ярких и наглядных интегральных показателей уровня развития высоких технологий в самых различных отраслях промышленности [2].

Одной из актуальных на сегодняшний день систем являются автоматические или авторизированные системы телевидения. Одной из таких систем можно назвать систему позиционирования робота по маякам. К настоящему времени успешно решены задачи глобальной навигации, но ее использование ограничено прямым каналом передачи данных. В случае, когда нужно, чтобы робот ориентировался внутри помещений использование спутниковых систем навигации становится невозможным. Это связано также с тем, что работа внутри закрытых помещений характеризуется множеством самых разнообразных помех. В таком случае среда считается плохо обусловленной, с ненадежными каналами связи, с принципиальной неточностью и неопределенностью [3]. В связи с этим появляется задача исследования различных способов ориентации, которые способны работать в такой среде.

Анализ существующих разработок показывает, что на сегодняшний день системы, реализующие функции позиционирования в помещениях еще только развиваются, и уникальное решение, как, например, в вопросах глобальной навигации (GPS, ГЛОНАСС и др.), отсутствует [4]. Наиболее популярными на сегодняшний день технологиями позиционирования внутри помещений является метод радиоотпечатков сигналов точек доступа Wi-Fi и позиционирование по Bluetooth-маякам. Также в качестве реперных точек предлагаются инфракрасные маяки или геомагнитные данные помещения. Все эти методы имеют высокую погрешность вследствие сильной подверженности различным радиопомехам от внешних источников, переотражений радиосигналов и наводок [5].

На основании проведённого анализа было принято решение, что наиболее надёжным каналом является оптический. В таких системах в качестве опорных точек могут использоваться маяки с цветовой кодировкой. Маяки с цветовой кодировкой представляют собой пассивные устройства с тремя цветовыми областями (Рис. 1), они элементарны в своем изготовлении, не требуют источников питания, что позволяет им оставаться работоспособными неограниченное время, а приемником оптического сигнала от маяков может служить обычная цветная телекамера. Никаких дополнительных аппаратных средств не требуется. А программное обеспечение может быть запущено на любом компьютере.

Основной целью данной работы является разработка, анализ и исследование алгоритма позиционирования мобильного роботов по маякам с цветовой кодировкой, работающего в реальном времени.

Рис. 1.
Пример цветового маяка

Анализ алгоритма позиционирования

Работоспособность алгоритма позиционирования с использованием телекамеры подтверждена в ходе следующих исследований: исследование зависимости работы алгоритма позиционирования от

типа внешнего освещения, исследование воздействия уровня освещенности маяков на работу при их детектировании.

При исследовании влияния типа освещения рабочая сцена последовательно освещалась пятью различными источниками света, которые имели, соответственно, различный спектральный состав излучения. В опыте использовались: прямые солнечные лучи, естественное освещение (облачная погода), лампа накаливания, люминесцентная лампа и ртутная кварцевая лампа [6]. Наилучшие результаты получены при использовании лампы накаливания и естественного освещения. Эти источники света дают равномерную освещенность и широкий спектр излучаемого света, что дает высокие значения насыщенности цветов. Но для всех источников света значения дисперсии были получены незначительными, и алгоритм сохранил свою работоспособность для каждого типа освещения.

При исследовании влияния освещенности были получены результаты, при которых алгоритм терял свою работоспособность при уровне освещенности менее 22 люксов [6].

Изучалось также влияние на алгоритм позиционирования таких характеристик, как расстояние между камерой и маяком, угла обзора [6], проводилась оценка точности определения местоположения мобильного автономного робота [7]. При оценке точности позиционирования были получены следующие результаты: в случае, когда на входящем изображении детектированы 3 маяка, отклонение расчетных координат от истинных в среднем составляет 4 мм.

Проверка работоспособности алгоритма при различных угловых скоростях движения робота

Отличительной особенностью алгоритма детектирования маяков с цветовой кодировкой является их устойчивость к размытию изображения, вызванное быстрым перемещением маяка (или мобильной робота). При «смазывании» маяка с цветовой кодировкой информация о цвете не теряется, что позволяет распознать маяк. QR-код, основанный на распознавании границ между черными и белыми областями двумерного штрих-кода, читаем только при неподвижном изображении, или при наличии незначительного смещения. В связи с этим данный алгоритм был исследован на зависимость способности распознавания маяка от угловой скорости движения мобильного автономного робота.

Необходимо также отметить, что степень «смазывания» изображения зависит от внешней освещенности и частоты следования кадров. Опыт проводился при постоянной освещенности на уровне 50 люксов.

Линейная скорость движения маяка не является универсальной величиной для опыта, так как эффект «смазывания» будет проявляться в разной степени, в зависимости от расстояния маяк-камера. Поэтому в качестве параметра была выбрана угловая скорость движения маяка относительно оптической оси объектива. Телекамера являлась центром вращения.

Способность алгоритма детектировать маяк в зависимости от угловой скорости его движения показана на рис. 2.

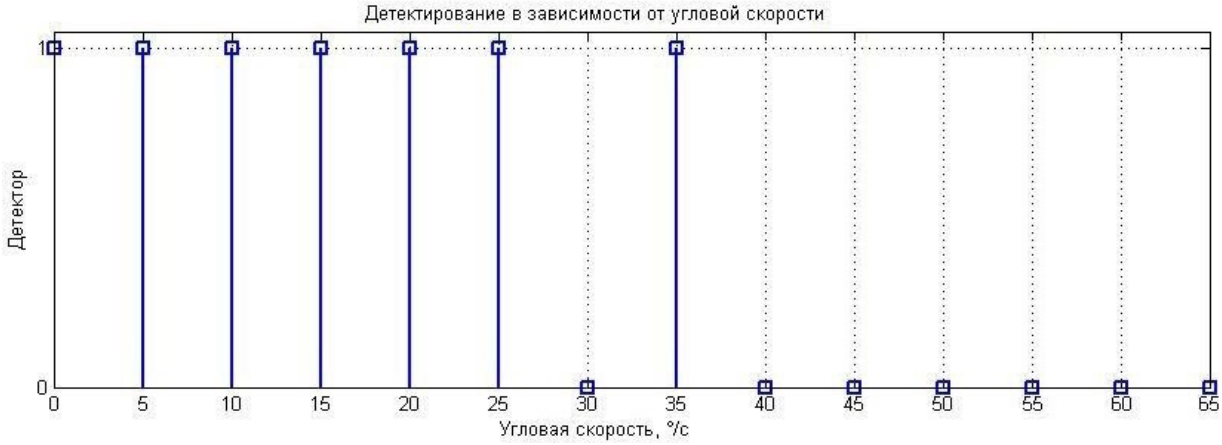


Рис. 2. Детектирование при различной скорости движения маяка

Из рисунка видно, что при угловой скорости движения автономного мобильного робота больше 25°/с детектирование происходит не стабильно. А при скоростях свыше 35 °/с детектор не способен обнаружить маяк. Для увеличения данного показателя целесообразно провести оптимизацию программного кода с целью повышения частоты кадров с выхода алгоритма детектирования, а также использовать более мощное оборудование в случае необходимости работы на более высоких угловых скоростях.

Литература

1. Шапиро Л. Компьютерное зрение / Л.Шапиро, Дж.Стокман. М.:БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. 244 с.

2. Форсайт Д. Компьютерное зрение. Современный подход / Д.Форсайт, Ж.Понс. М.:Вильямс, 2004. 514 с.

3. Селяев А.А., Алпатов Б.А. Алгоритм оценки местоположения объекта на двумерном изображении. - Изв. вузов. Сер. Приборостроение, 1988, №5, с. 3-5.

4. Иванов А.В. Навигационные системы подвижных наземных объектов. Алгоритмы обработки информации в угловом канале // Радиотехника, 2013, №4

5. Абдрахманова А.М., Намиот Д.Е. Использование двумерных штрихкодов для создания системы позиционирования и навигации в помещении // Прикладная информатика, №1, СПб: Лань, С.31-39, 2013

6. Tyukin A., Lebedev I., Priorov A. The development and research of the indoor navigation system for a mobile robot with the possibility of obstacle detection // Open Innovations Association (FRUCT16). 2014. 16th Conference of, pp. 115–122. 27–31 Oct. 2014.

7. Тюкин А.Л., Лебедев И.М., Приоров А.Л. Разработка и оценка качества работы алгоритма цифровой обработки телевизионных изображений для задач позиционирования в замкнутом пространстве // Нелинейный мир. 2014. Т. 12, № 12. С. 26–30.

РАСПОЗНАВАНИЕ ЛИЦ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ ПРИ НАЛИЧИИ ИСКАЖЕНИЙ

FACE RECOGNITION IN THE PRESENCE OF DISTORTION

Хрящев В.В., vhr@yandex.ru,
Лебедев А.А., lebedevdes@gmail.com,
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, г. Ярославль

P.G. Demidov, *Yaroslavl State University, Yaroslavl*

1. Введение

Выбор алгоритма, используемого для идентификации человека по изображению его лица, также зависит от конкретных условий его применения. Например, с задачей распознавания в строго ограниченном коллективе хорошо справляется многослойная нейронная сеть. В то же время задача обнаружения конкретного человека в толпе (с неопределенным составом) требует применения более сложных методов для снижения уровня ложных тревог. В этом случае потребуется многоуровневая система, содержащая множество анализаторов, работающих в разных признаковых пространствах, с принятием решения методом голосования.

При всем многообразии различных алгоритмов и методов распознавания лиц, типичный метод распознавания состоит из трех основных компонент [1-3]:

– преобразование исходного изображения в стандартное представление;

– выделение ключевых характеристик (признаков);

– механизм классификации (моделирования): кластерная модель, метрика, нейронная сеть и т. п.

На текущем этапе развития систем компьютерного зрения этапе для решения задачи распознавания лиц используются различные подходы, основанные на обнаружении ключевых точек лица и определении расстояния между ними, вычислении геометрических свойств лица, методе главных компонент, линейном дискриминантном анализе, обнаружении локальных признаков на базе вейвлетов Габора, локальных бинарных шаблонов [4, 5]

Целью работы является разработка алгоритма на основе локальных квантованных шаблонов (ЛКШ) и фильтров Габора, а также его тестирования при наличии искажений и помех на изображениях.

3. Алгоритм распознавания и результаты моделирования

Блок-схема предлагаемого алгоритма приведена на рис. 1. Для проведения экспериментальных исследований была выбрана наиболее известная стандартная тестовая база изображений лиц – FERET [6, 7]. Она содержит 14000 изображений людей в разрешении 384x256 пикселей. Изображения в базе имеют различные характеристики яркости, контраста и фона, размера и положения области лиц. Значительное количество людей сфотографированы с очками, что создает дополнительные трудности в связи с перекрытием области глаз и бликами линз.

Из общей базы FERET выделяются стандартные наборы изображений fa, fb, fc, dup-I, dup-II. Набор fa состоит из 1196 фронтальных изображений различных людей, по одному изображению на каждого человека. Исследования проводились для двух модификаций предложенного алгоритма распознавания на основе локальных квантованных шаблонов (с фильтрами Габора и без фильтров Габора), а также трех алгоритмов, входящих в библиотеку OpenCV [8]: алгоритме на основе линейного дискриминантного анализа (ЛДА), алгоритме на основе метода главных компонент (МГК) и алгоритме на основе классических линейных бинарных шаблонов (ЛБШ).

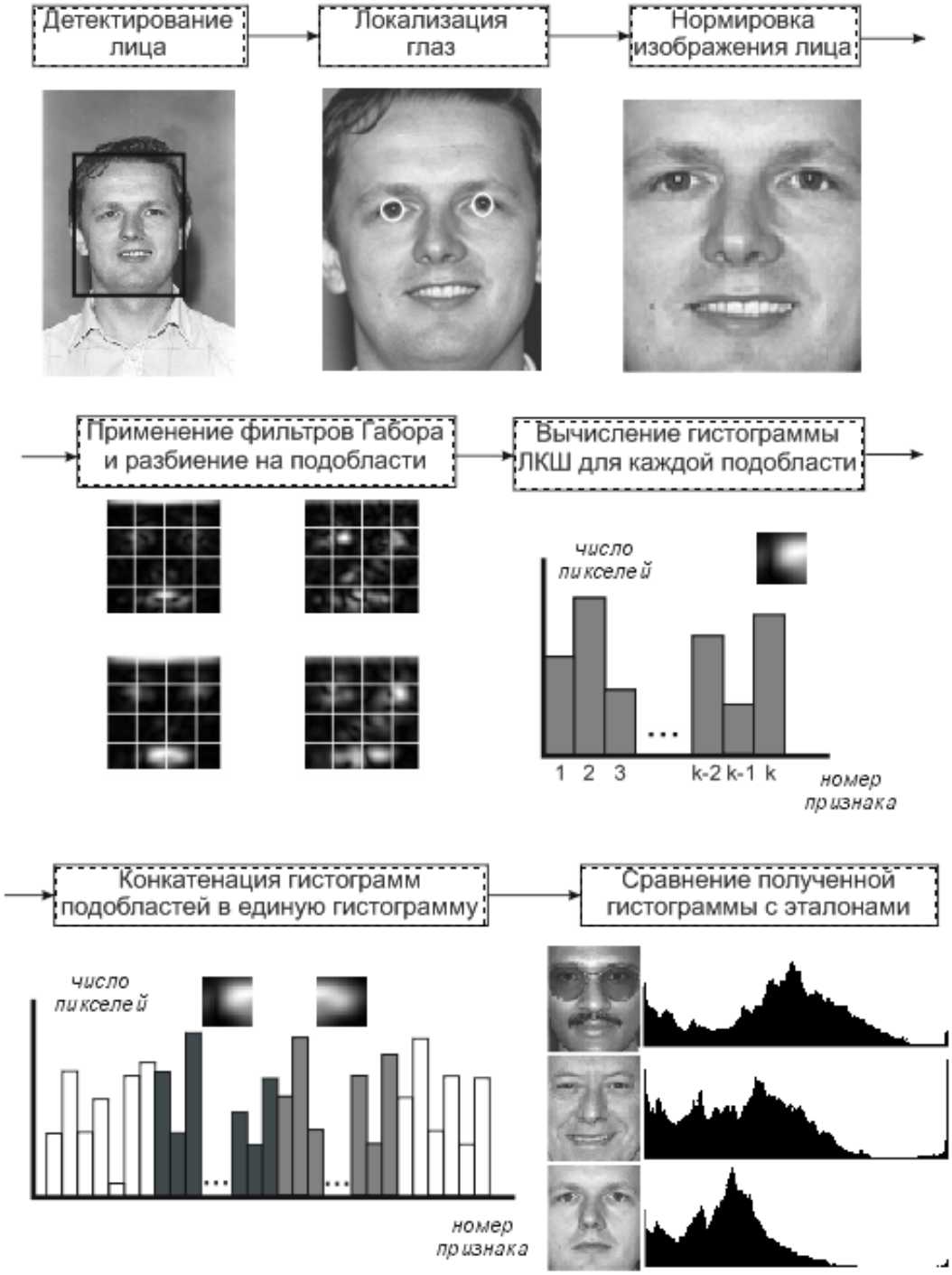


Рис. 1. Блок-схема алгоритма распознавания лиц

Для проверки робастности алгоритмов распознавания проводился следующий эксперимент. Обученные на наборе *fa* алгоритмы тестировались на изображениях из набора *fb*, которые изменялись согласно стандартным моделям цифровых искажений. Исследовалась устойчивость алгоритмов к размытию изображения, наличию на изображении импульсного, гауссовского и спекл шумов, сжатию изображения алгоритмами JPEG и JPEG2000. Из полученных результатов следует, что локальные бинарные и квантованные шаблоны без надлежащей предобработки не способны работать в условиях гауссовского, импульсного и мультипликативного шума и серьезно страдают от помех, связанных с сжатием изображения. Использование фильтров Габора, предваряющих вычисление ЛКШ, позволяет добиться не только улучшения результатов оригинального алгоритма но и превзойти классические алгоритмы распознавания на базе ЛДА и МГК при большинстве степеней зашумления.

3. Заключение

Полученные данные позволяют сделать следующие основные выводы:

– предложенные алгоритмы на основе локальных квантованных шаблонов позволяют существенно (на 22%) увеличить процент правильного распознавания по сравнению со стандартными методами. При этом удается получить высокий средний уровень распознавания – 85% (на хорошей выборке – до 98,6%) при обучении на 1196 классах;

– использование фильтров Габора в предложенном алгоритме позволяет существенно повысить робастность к искажениям в изображении;

Работа выполнена при поддержке проекта № 1060 в рамках базовой части государственного задания на НИР ЯрГУ им. П.Г. Демидова и грантов РФФИ (№ 15-07-08674 и № 15-08-99639).

Литература

1. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В.. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.

2. Szeliski R. Computer Vision: Algorithms and Applications. – Springer, 2010. – 832 p.

3. Zhao W., Chellappa R., Phillips P., Rosenfeld A. Face recognition: A literature survey // ACM Computing Surveys (CSUR), 2003. V. 35. № 4. P. 399-458.

4. Петрук В.И., Самородов А.В., Спиридонов И.Н. Применение локальных бинарных шаблонов к решению задачи распознавания лиц // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2011. Спец. вып. Биометрические технологии. С. 58–63.

5. Хрящев В.В., Приоров А.Л., Никитин А.Е., Матвеев Д.В. Алгоритм распознавания лиц с использованием информации о расположении центра глаз // Докл. 21-й межд. конф «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2015). Воронеж, Т. 1. С. 177-187, 2015.

6. Phillips P.J., Rauss P. The face recognition technology (FERET) program. Proc. Office of National Drug Control Policy, CTAC Int. Technology Symp., pp. 8-11, Aug. 1997.

7. Phillips P. J., Moon H., Rauss P. J., Rizvi S. The FERET evaluation methodology for face recognition algorithms // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 22, No. 10, October 2000. P. 1090-1104.

8. Open Source Computer Vision Library (OpenCV), http://opencv.org.

АНАЛИЗ ПОМЕХ И ОПТИМИЗАЦИЯ ЧАСТОТНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТ В СИСТЕМАХ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Грушин П.И., kitres@apingtu.edu.ru,
Нижегородский государственный технический университет им.Р.Е. Алексеева, Арзамасский филиал, г. Арзамасс
Логинов В.И., loginov@vgavt-nn.ru,
Волжский государственный университет водного транспорта, г. Н. Новгород
Ямпурин Н.П., kitres@apingtu.edu.ru,
Нижегородский государственный технический университет им.Р.Е. Алексеева, Арзамасский филиал, г. Арзамасс

Grushin P.I., kitres@apingtu.edu.ru,
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, г. Арзамасс, Arzamas
Loginov V.I., loginov@vgavt-nn.ru,
Volga state university of water transport, Nizhniy Novgorod
Yampurin N.P., kitres@apingtu.edu.ru,
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Arzamas

Abstract

The questions of spur analyze in 'closest' area were researched. It's needed to create fast algorithms of spur level calculating to implement these on cognitive radio devices.

Аннотация

Рассмотрены вопросы анализа комбинационных помех нелинейного преобразования частоты в “ближней зоне” в рамках задачи создания быстрых алгоритмов определения уровня комбинационных помех для реализации в устройствах когнитивного радио.

Одной из важных задач, как проектирования, так и эксплуатации приемо-передающей аппаратуры является надежность и эффективность использования существующих каналов связи. Выдвинутая в начале XXI века идея когнитивного (интеллектуального) метода организации беспроводных каналов связи [1] является в условиях дефицита доступных радиочастотных ресурсов весьма продуктивной. Реализация этой идеи открывает путь перехода от статического назначения и распределения частотных ресурсов к динамическому, что позволит рационально использовать статически назначенные, а также свободные частотные ресурсы, если они не используются в данном регионе в данный момент времени.

Типовое устройство, функционирующее по технологии когнитивного радио, должно иметь связь с базой данных текущего состояния частотных ресурсов, иметь устройство определения местоположения и широкодиапазонный анализатор спектра с большим динамическим диапазоном. Основное требование при переходе с одной рабочей частоты на другую должно осуществляться без потери информации передаваемой по каналу связи. Применение в устройстве когнитивного радио анализаторов спектра позволяет решать задачи отстройки от помех, оптимизации структур приемников с целью уменьшения влияния собственных продуктов нелинейного преобразования частот на параметры каналов связи. Таким образом, это позволит от статического проектирования приемопередающих устройств, как это делалось ранее, перейти к динамическому расчету их устройства управления.

Для реализации технологии когнитивного радио в такой постановке задачи требуется разработка методов анализа и проектирования систем нелинейного преобразования частот с максимальным быстродействием и они по возможности должны быть безитерационными.

Проектирование и анализ поведения систем нелинейного преобразования частот сводится к уменьшению влияния комбинационных помех на полезный сигнал с сокращением времени проектирования и анализа систем нелинейного преобразования частот и оценки влияния комбинационных составляющих на полезный сигнал на выходе системы преобразования. Предлагается проводить оперативный

предварительный анализ комбинационных помех в так называемой “ближней” зоне, которая определяется соседними пораженными точками. Ближайшие пораженные точки определяются из условий фильтрации комбинационных помех заданного порядка. В итоге задача анализа, моделирования и оптимизации частотного распределения в условиях гарантированной фильтрации комбинационных помех заданного порядка разбивается на три подзадачи: определения “ближней” зоны к рабочему соотношению смешиваемых частот, вычисления параметров частотного распределения при условии фильтрации комбинационных помех, образующих ближнюю зону, и определение уровня комбинационных помех и корректировка параметров фильрующих элементов в соответствии с техническими ограничениями.

1. Решение задачи определения “ближней” зоны к рабочему соотношению смешиваемых частот в системе нелинейного преобразования частоты состоит в выборе двух ближайших членов ряда Фарея к рабочему соотношению смешиваемых частот. Ряды Фарея описывают образование помех при нелинейном преобразовании частоты и образуют базис для запрещенных соотношений смешиваемых частот. Основу предполагаемых методов составляет нахождение заданного соотношения смешиваемых частот преобразователя в базисе дробей Фарея с помощью аппарата цепных дробей. Анализируется алгоритмическая и вычислительная сложность предлагаемых алгоритмов. Итогом выполнения предложенного алгоритма является определение уравнений комбинационных помех, которые находятся в ближней зоне рабочего соотношения смешиваемых частот.

2. На основе знания уравнений комбинауионных частот, образующих ближнюю зону вычисляются оптимальные параметры частотного распределения (соотношение смешиваемых частот $\boldsymbol{q}$ и нормированный диапазон преобразуемых частот $\Delta f^{норм}$). Для решениия этой задачи параметрической оптимизации предлагается использовать метод прямых “псевдопреобразования. Основу этого метода составляет то, что область фильтруемых частот любого преобразования ограничена с обеих сторон "поражёнными" точками, через которые проходят комбинационные частоты с положительной и отрицательной производными. Ближайшие комбинационные частоты образуют фигуру не сложнее четырехугольника [2]. Оптимальные значения $\boldsymbol{q}$ и $\Delta f^{норм}$ будут найдены при условии касания области фильтруемых частот, по крайней мере, двух ближайших комбинационных прямых, одна из которых проходит через "поражённую" точку, расположенную слева от области фильтруемых частот, а вторая проходит справа от неё.

Идея использования безитерационного подхода [3] для определения оптимальных параметров частотного распределения на основе решения системы двух линейных уравнений относительно двух переменных основана на том, что область фильтрации идеального преобразователя переносчика частоты представляет из себя отрезок на прямой основного преобразования. Уравнения для поиска оптимальных значений и решаются при условии касания предельных значений соотношений смешиваемых частот (области фильтрации преобразователя) комбинационных прямых (система из двух уравнений относительно двух переменных). В случае преобразователя-переносчика частот, у которого область фильтруемых частот - прямоугольник, можно использовать ту же идею определения оптимальных параметров частотного преобразования. Это возможно путём “растяжки” области фильтрации до касания ближайших комбинационных частот, но при этом возрастёт до четырёх (девяти) число систем уравнений относительно двух переменных $\boldsymbol{q}$ и $\Delta f^{норм}$.

3. Определение уровня комбинационных частот попадающих в “ближнюю” зону представляет собой безитерационный алгоритм на основе матрицы ослабления найденных ближайших комбинационных помех с учетом из ослабления основным фильтром системы преобразования частот. Требования сформированные в результате расчета фильтрующих элементов, АЧХ которых аппроксимированы трапециями, определяют требуемую полосу пропускания и их максимальный коэффициент прямоугольности по заданному подавлению помех.

Расчет уровней комбинационных составляющих на выходе систем нелинейного преобразования частот представляет сложную задачу. Уровни комбинационных оставляющих на выходе систем нелинейного преобразования частоты зависят от типа нелинейности, уровня мощности сигналов и гетеродина и наличия фильтрующих элементов или специальных систем подавления помех.

Табличная модель [4] является одной из самых распространенных методик расчета уровней комбинационных составляющих. Реализация метода состоит в предоставлении двумерных массивов эмпирических данных об уровне комбинационных составляющих при заданных фиксированных уровнях рабочей и опорной частот. Эта модель расчета продуктов нелинейного преобразования частот имеет один существенный недостаток – при преобразовании вниз и вверх в общем случае уровни комбинационных помех близки, но различаются. Поэтому применение этой модели можно ограничить только рамками предварительного моделирования для оценки уровня продуктов нелинейного преобразования.

Для повышения точности моделирования преобразователей частоты разработана более сложная эмпирическая модель - Global Mixer Model (GMM), основу которой составляет описание поведения комбинационных продуктов преобразования смесителей с учетом ассиметричного отклика на входные воздействия при преобразовании сигнала вверх или вниз. Модель строится на основе измерений интермодуляционных продуктов с использованием автоматизированного аппаратного комплекса и программного обеспечения создания базы данных и последующего использования при проведении моделирования с возможностью интерполяции результатов измерений. Для определения уровней комбинационных составляющих при уровнях входных сигналов отсутствующих в базе данных GMM выбранного смесителя используется линейная интерполяция и интерполяция сплайнами. Предлагаемая модель предназначена для оценки и оптимизации поведения смесителей в системах при изменении мощности и частот входных сигналов в широких пределах. Использование этой модели позволит повысить точность моделирования продуктов нелинейного преобразования смесителей. GMM представляет собой модель поведения продуктов нелинейного преобразования частот только для случая, когда частота гетеродина больше частоты сигнала. Основная особенность этой модели состоит в том, что учитываются несимметричность продуктов нелинейного преобразования частот при соотношениях смешиваемых частот близких к единице. Другие соотношения смешиваемых частот не рассматриваются. Недостаток ассиметричной GMM модели состоит в том, что она имеет ограниченное применение при соотношениях смешиваемых частот около 1 и при частотах гетеродина больших частот сигнала.

Для исправления недостатков вышеприведенных моделей требуется их доработка в направлении увеличения точек аппроксимации вместо двух, используемых в модели GMM, по крайней мере до пяти по числу основных зон номограммы комбинационных частот. Дальнейшее усложнение модели ассиметричного нелинейного преобразования частот потребует ввод информации о подавлении продуктов нелинейного преобразования частот при различных соотношениях смешиваемых частот как для случая, когда частота сигнала меньше, чем частота гетеродина, так и наоборот.

Пятиточечная эмпирическая модель преобразователя частоты (Five Point Empirical Mixer Model (5PEMM)), учитывающая характер соотношения частот гетеродина и сигнала, предлагается авторами. Для её реализации разработан формат файловой системы для хранения и описания параметров модели 5PEMM, основным достоинством которой является учет подавления комбинационных помех нелинейного преобразования частоты в частотном плане во всех возможных комбинациях соотношений смешиваемых частот.

Направления дальнейшей работы состоят в определении уровня подавления комбинационных частот в “ближней” зоне с учетом прохождения сигнала через фильтр промежуточных частот. Основу этой модели должна составить асимметричная модель подавления частот за полосой пропускания системы преобразования. В результате ее работы можно сформулировать более точные требования к элементной базе [5].

Входными параметрами системы преобразования частот будут диапазон преобразуемых частот, диапазон промежуточных частот и минимальные требования на параметры фильтрующих элементов преобразователя частоты. На основании этого мы определяем диапазон частот гетеродина, уровень подавления комбинационных частот в ближней зоне и параметры фильтрующих элементов преобразователя частоты.

Литература

1. Joseph Mitola III. Doctor of Technology Dissertation, Royal Institute of Technology, Sweden, May 2000.

2. Логинов В.И. Номограмма комбинационных частот – алгоритмический подход с учётом преобразования на гармониках сигнала и гетеродина / Радиотехника, № 4, 2011. С. 61-66.

3. Логинов В.И. Модели и безитерационный метод оптимизации параметров нелинейного преобразования частоты в “ближней” зоне. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №1. 2015. - С. 57-69.

4. Манассевич В. Синтезаторы частот (теория и проектирование): Пер. с англ./ Под ред. А.С.Галина. - М.: Связь, 1979. 384 с.

5. Грушин П. И., Логинов В.И. Проектирование полосового фильтра с минимальными требованиями к реализации для подавления помех в ближней зоне. / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №4. 2012. - С. 4-9.

ВЕРОЯТНОСТНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСТРОЙСТВАХ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИЕЙ

PROBABILISTIC ANALYSIS OF NONLINEAR DISTORTIONS IN THE DEVICES WITH AMPLITUDE-PHASE CONVERSION

Шинаков Ю.С., shinakov1@mtuci.ru,
Московский технический университет связи и информатики, г. Москва

Shinakov Yu.S., shinakov1@mtuci.ru,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow

Abstract

We demonstrate, that the nonlinear distortions in the devices with amplitude-phase conversion have the following probabilistic properties: this is the sum of the uncorrelated processes; it is a Gaussian process; the process has a uniform spectral power density in a signal baseband.

Аннотация

Показано, что помеха нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией может рассматриваться как аддитивный гауссовский шум с равномерной спектральной плотностью мощности в основной полосе сигнала.

Современные технологии, используемые при построении систем беспроводного доступа, такие как кодовое разделение каналов (CDMA – Code Division Multiple Access) или ортогональное частотное разделение с мультиплексированием (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) особенно чувствительны к нелинейным искажениям сигналов. Главная причина этого состоит в том, что широкополосный радиосигнал при этих технологиях, фактически представляет собой гауссовский случайный процесс, мгновенная мощность которого изменяется в широком диапазоне возможных значений, что приводит к большим значениям отношения максимальной мгновенной мощности к среднему значению мощности; это отношение обычно называют пикфактором.

При таких сигналах передатчики базовых станций и мобильных терминалов приходится рассматривать как нелинейные устройства (НУ). Возникающие в таких устройствах нелинейные искажения радиосигналов существенно снижают качество передачи и энергетическую эффективность соответствующих устройств. Поэтому анализ таких искажений представляется актуальной задачей. Если НУ может быть представлено моделью в виде нелинейного вещественного безынерционного преобразования, связывающего мгновенные значения сигналов на входе и выходе, то для анализа возникающих в нем помех могут быть использованы следующие известные методы: прямой метод, метод контурных интегралов и метод производных [1].

К сожалению НУ (усилители мощности (УМ)), используемые в современных системах мобильной связи и беспроводного доступа, обладают не только нелинейностью амплитудных и динамических характеристик, но и нелинейными амплитудно-фазовыми характеристиками, т.е. амплитудно-фазовой конверсией (АФК). В этом случае возможность использования указанных выше методов анализа нелинейных искажений оказывается не очевидной. В [2] предложена форма обобщения упомянутого выше прямого метода, позволяющая эффективно решать задачи анализа НУ с амплитудно-фазовой конверсией. В [3] указано на возможность применения метода контурных интегралов при анализе НУ, которые могут быть представлены моделями в виде нелинейного комплексного безынерционного преобразования. Такие модели могут быть применены для описания многих современных твердотельных усилителей. Цель данного доклада – предложить способ анализа некоторых вероятностных характеристик помехи нелинейных искажений в таких устройствах.

Входной сигнал НУ с АФК будем рассматривать как квазигармоническое колебание с математическим ожиданием, равным нулю, и медленно меняющимися огибающей $A(t)$ и фазой $\Phi(t)$ [2]:

$$U(t) = A(t)\cos[2\pi f_0 t + \Phi(t)] = \mathrm{Re}\{\dot{A}(t)\exp(j\omega_0 t)\}. \quad (1)$$

Здесь $\dot{A}(t) = A(t)\exp[j\Phi(t)]$ является комплексной огибающей процесса $U(t)$. Физическую спектральную плотность мощности сигнала (1) будем предполагать равномерной в основной полосе частот F с центральной частотой f_0. Мощность этого процесса равна $\sigma^2 = N_0 F$, где N_0 - спектральная плотность мощности. Ковариационная функция такого процесса имеет вид:

$$K(\tau) = \sigma^2 R_0(\tau)\cos(2\pi f_0 \tau), \quad R_0(\tau) = \frac{\sin(\pi F \tau)}{\pi F \tau}. \quad (2)$$

Сигнал на выходе НУ, нагрузкой которого является полосовой фильтр, также будем считать узкополосным процессом

$$Y(t) = D(t)\cos[2\pi f_0 t + \Psi(t)] = Q[A(t)]\cos[2\pi f_0 t + \Phi(t) + \theta[A(t)]] = \mathrm{Re}\{Q[A(t)]\exp\{j[\Phi(t) + \theta[A(t)]]\}\exp(j\omega_0 t)\} = \mathrm{Re}[\dot{D}(t)\exp[(j\omega_0 t)]] \quad (3)$$

Равенства (3) представляют собой часто используемую модель неинерционного НУ, в которых функция $Q(a)$ описывает нелинейную амплитудную характеристику устройства (амплитудная модуляция на входе переходит в иную амплитудную модуляцию на выходе, АМ-АМ); функция $\theta(a)$ в (3) характеризует отклонение фазы сигнала на выходе НУ от фазы сигнала на входе, т.е. АФК (амплитудная модуляция на входе переходит в фазовую модуляцию на выходе, АМ-ФМ). Можно считать, что модель (3) представляет собой описание лишь части процесса на выходе НУ, спектральная плотность которой сосредоточена около центральной частоты процесса на входе НУ и которая обычно выделяется полосовым фильтром, выбираемым в качестве нагрузки.

Для функций $Q(a)$ и $\theta(a)$ предложены и используются различные модели.

Сравнивая (1) и (3) можно составить отношение комплексных огибающих процессов на выходе и входе НУ:

$$\frac{\dot{D}(t)}{\dot{A}(t)} = \frac{Q[A(t)]\exp\left\{j\left[\Phi(t) + \theta[A(t)]\right]\right\}}{A(t)\exp[j\Phi(t)]} = \frac{Q[A(t)]}{A(t)}\exp\{j\theta[A(t)]\} = \dot{K}[A(t)], \quad (4)$$

которое будем рассматривать как комплексный коэффициент передачи НУ. Из этого выражения следует, что процесс усиления сопровождается нелинейными искажениями как огибающей входного процесса, так и его фазы. В результате на выходе НУ возникает помеха нелинейных искажений, вероятностные характеристики которой в основной полосе частот радиосигнала желательно хотя бы приближенно оценить. Ниже предлагается решение этой задачи на основе результатов, изложенных в [2, 3].

Исходным соотношением при этом является выражение для ковариационной функции комплексной огибающей $\dot{D}(t)$:

$$B_{\dot{D}}(t, t+\tau) = M\{\dot{D}(t)\dot{D}^*(t+\tau)\} = M\{Q[A(t)]Q[A(t+\tau)]\exp\{j[\Phi(t) - \Phi(t+\tau) + \theta[A(t)] - \theta[A(t+\tau)]]\}. \quad (5)$$

Математическое ожидание в (5) необходимо вычислять по совместному распределению случайных величин $A(t) = A_1$, $A(t+\tau) = A_2$, $\Phi(t) = \Phi_1$, $\Phi(t+\tau) = \Phi_2$, т.е. по совместному распределению значений огибающей и фазы процесса на входе НУ. Это распределение известно [1]. В результате можно выполнить вычисления в (5) и получить следующее представление ковариационной функции комплексной огибающей процесса на выходе НУ с АФК [2]:

$$K_{\dot{D}}(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{|\dot{c}_n|^2}{n+1} R_0^{2n+1}, \quad (6)$$

где $R_0(\tau)$ в соответствии с формулой (2) является огибающей коэффициента корреляции вещественного процесса на входе НУ, а коэффициент

$$\dot{c}_n = \int_0^{\infty}\left[Q\left(\sigma\sqrt{2x}\right)\exp\left\{j\left[\theta\left(\sigma\sqrt{2x}\right)\right]\right\}x^{1/2}\exp(-x)L_n^1(x)\right]dx. \quad (7)$$

Формулы (6) и (7) в [2] предложено использовать для вычисления отношения мощности неискаженного сигнала к мощности помехи нелинейных искажений на выходе НУ с АФК и для оценки спектральной плотности мощности этой помехи на выходе НУ. Эта рекомендация основана на том, что ковариационная функция комплексной огибающей на выходе НУ представлена в (6) в виде суммы, первое слагаемое в которой с точностью до постоянного множителя совпадает с ковариационной функцией огибающей процесса на входе НУ. Этот факт позволяет утверждать, что коэффициент $|\dot{c}_n|^2$ фактически определяет мощность неискаженного сигнала на выходе, а оставшуюся сумму

$$K_{\dot{I}}(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\dot{c}_n|^2}{n+1} R_0^{2n+1} . \qquad (8)$$

Можно рассматривать как ковариационную функцию комплексной огибающей интерференции – помехи нелинейных искажений, возникшей из-за наличия в НУ амплитудно-фазовой конверсии. Формулу (8) в [2] предложено использовать для вычисления спектральной плотности мощности этой помехи.

Здесь же обратим внимание на то, что (6) можно рассматривать как ковариационную функцию суммы счетного числа некоррелированных случайных процессов. Ковариационная функция слагаемого с номером n равна

$$K_n(\tau) = \frac{|\dot{c}_n|^2}{n+1} R_0^{2n+1} . \qquad (9)$$

Такая интерпретация формулы (8) позволяет сформулировать следующие утверждения относительно некоторых вероятностных характеристик помехи нелинейных искажений:

- помеха представляет собой аддитивный случайный процесс, некоррелированный с неискаженным сигналом на выходе НУ;

- помеха формируется как счетная сумма некоррелированных между собой случайных процессов с ковариационными функциями (9) в силу чего ее можно рассматривать (в первом приближении) как гауссовский случайный процесс;

- спектральная плотность мощности слагаемого с номером n может быть вычислена как $(2n+1)$-кратная свертка спектральной плотности мощности неискаженного сигнала, т.е. существенно больше ширины спектра неискаженного сигнала; в результате можно принять, что спектральная плотность мощности помехи нелинейных искажений примерно постоянна в основной полосе неискаженного сигнала и может быть вычислена по формуле:

$$S_{\dot{I}}(\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\dot{c}_n|^2}{n+1} \int_{-\infty}^{\infty} R_0^{2n+1}(\tau) d\tau ,$$

ряд в которой является быстросходящимся.

Литература

1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. М.: Сов радио, 1974.

2. *Шинаков Ю.С.* Спектральная плотность мощности помехи нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией. //Радиотехника и электроника, 2013, том 58, № 10, с. 1053-1064.

3. *Шинаков Ю.С.* Методы анализа нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией. XV Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». 18-21 ноября 2014, КНИТУ им. А.Н.Туполева, Казань, 2014 г.

БЫСТРОЕ ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ПРИЁМНИКА НА ОСНОВЕ МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

USING MODEL-BASED DESIGN FOR RAPID PROTOTYPING OF RECEIVER

Арыков С.Б., arykov@mail.ru,
Институт вычислительной математики и математической геофизики СО РАН (ИВМиМГ СО РАН), г. Новосибирск
Судьбин А.А., A.Sud@sl-matlab.ru, *ЗАО «СофтЛайн Трейд», г. Москва*

Arykov S.B., arykov@mail.ru,
Institute of Computational Mathematics and Mathematical Geophysics SB RAS, Novosibirsk
Sudbin A.A., A.Sud@sl-matlab.ru, *Softline Trade, Moscow*

Abstract

The article describes model-based approach for design and its application to rapid prototyping of receiver. System model and FRS/GMRS receiver model are presented. Approach to work on the air based on software simulation and USRP is described.

При традиционном подходе к проектированию проверка работоспособности изделия выполняется на прототипе, для сборки которого иногда требуется существенное время (например, некоторые комплектующие поставляются в течение года после заказа). Это приводит к тому, что многие ошибки проектирования выявляются слишком поздно и ведут к срыву сроков разработки. Решить проблему позволяет модельно-ориентированное проектирование [1].

Концепция модельно-ориентированного проектирования. Модельно-ориентированное проектирование (МОП) – это методология сквозного проектирования сложных изделий посредством использования визуальных системных моделей на всех этапах проектирования.

При МОП исходное тактико-техническое задание преобразуется в системную модель, или исполняемую спецификацию, которая дополняется и используется на всём протяжении процесса проектирования. Исполняемая спецификация представляет проектируемое изделие в виде блок-схемы (рис.1, верхнее окно) и позволяет однозначно зафиксировать требования, а также выполнить анализ осуществимости и совместимости требований посредством моделирования.

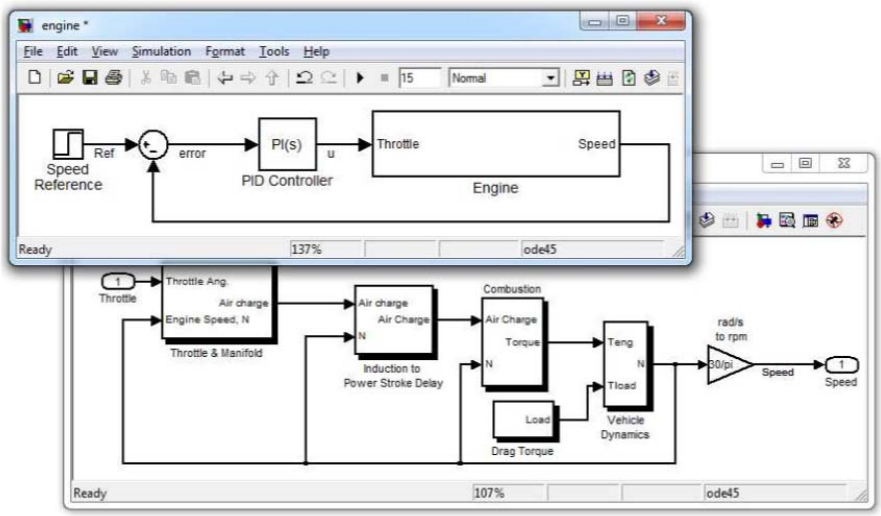


Рис.1. Исполняемая спецификация

Далее выполняется детальное проектирование работы каждого блока исполняемой спецификации (рис.1, нижнее окно – детализирует блок Engine), в том числе разработка алгоритмов. При этом существенная часть отладки алгоритмов может выполняться с помощью программного моделирования работы изделия, благодаря чему удаётся существенно раньше (по сравнению с традиционным подходом) начать верификацию.

Реализация приёмника в концепции МОП. Применение МОП предоставляет большие возможности при разработке сложных радиоэлектронных систем даже при исключительно программной реализации [2], однако наиболее полно все преимущества МОП раскрываются при использовании специализированных аппаратных компонент. Покажем это на примере реализации приёмника.

Разработка приёмника выполнена с помощью технологии программно-определяемой радиосистемы (SDR) [3]. Для программной реализации МОП были использованы инструменты компании MathWorks (MATLAB, Simulink, Signal Processing Toolbox, DSP System Toolbox, Communications System Toolbox, USRP Support Package) [4]. В качестве аппаратной части выбрано устройство USRP N210 от Ettus Research [5].

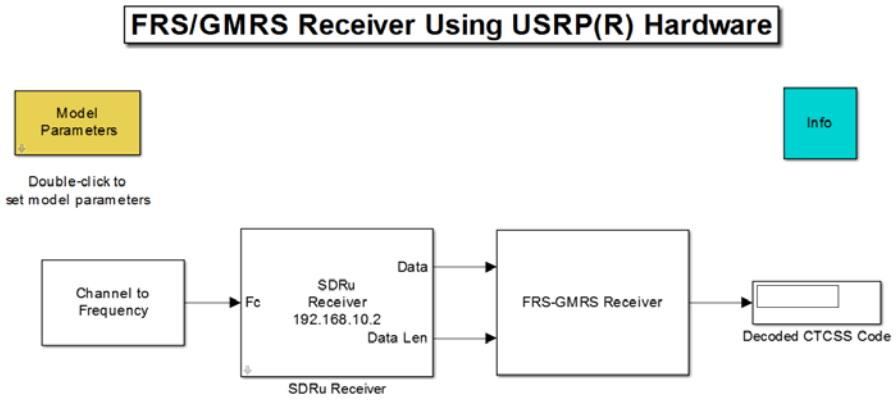


Рис. 2. Системная модель приёмника

На рис. 2 представлена системная модель приёмника, разработанная в Simulink. Блок SDRu Receiver представляет устройство USRP, которое подключается к компьютеру с помощью Ethernet. Блок FRS-GMRS Receiver представляет схему приёма и демодуляции сигнала. Детально она представлена на рис. 3.

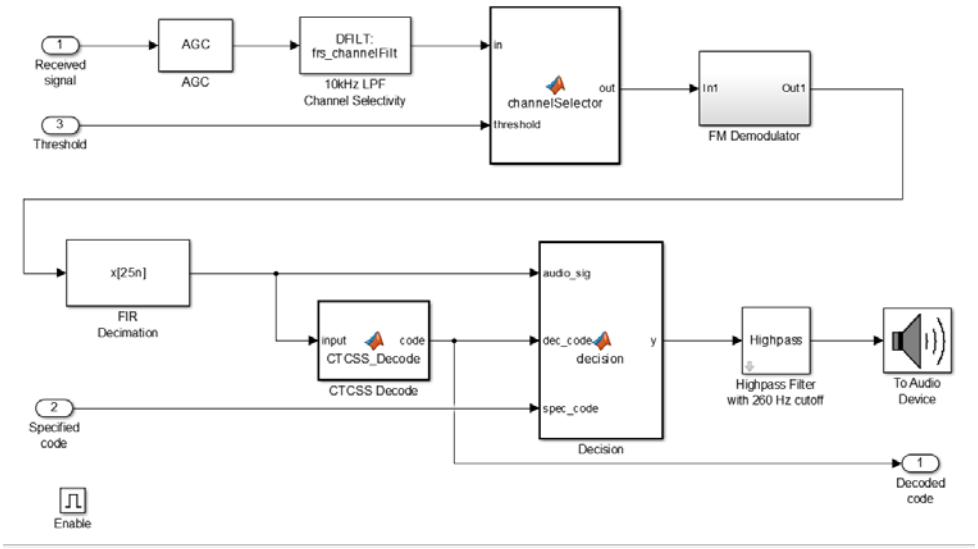


Рис. 3. Схема приёма и демодуляции сигнала

Основные компоненты схемы приёма и демодуляции сигнала включают AGC (автоматическая регулировка усиления), Channel Selectivity (фильтрация рабочего канала), Channel Selector (сравнение с порогом значение отношения сигнал-шум), FM Demodulator (демодулятор сигнала с частотной модуляцией), FIR Decimation (децимирующий фильтр), CTCSS Decode (блок вычисления подкрашивающего

тона), Decision (блок сравнения входного тона и тона на который настроен приёмник), Highpass Filter (фильтр, обрезающий низкие частоты).

В результате, приём сигнала из радиоэфира осуществляет устройство USRP, а вся программная обработка сигнала выполняется в модели. После доводки алгоритмов до приемлемого качества можно сделать следующий шаг, когда часть или все алгоритмы будут исполняться на встроенной в USRP ПЛИС (HDL-код инструменты MathWorks позволяют сгенерировать автоматически), а оставшаяся часть модели – на компьютере. Только после этого, когда уровень проработки и отладки изделия весьма высок, возникает необходимость в полноценных физических прототипах.

Заключение

Модельно-ориентированное проектирование позволяет вести разработку на качественно новом уровне, обеспечивая быстрые итерации проекта, возможность анализа «что-если», автоматическую генерацию кода.

Использование МОП для проектирования приёмника совместно с оборудованием типа USRP предоставляет разработчику возможность проверить работоспособность алгоритмов ЦОС на реальном эфире за долго до прихода необходимого «железа». Имеется возможность управлять различными параметрами (например, центральная частота, полоса сигнала, частота дискретизации АЦП) и проверять, как алгоритмы ЦОС реагируют на эти изменения.

Литература

1. Доронин В.В. Основы технологии ускоренного проектирования сложных образцов вооружения и военной техники // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2012. – №2 (8). – С. 3-15.

2. Антипин А.М., Арыков С.Б., Отрадных А.В. Применение методики модельно-ориентированного проектирования при разработке сложных радиоэлектронных систем // Материалы V юбилейной общерос. науч.-техн. конф. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2014. – С. 11-19.

3. Software defined radio: architectures, systems, and functions / Ed. Markus Dillinger, Kambiz Madani, Nancy Alonistioti. – Wiley, 2003. – 454 p. – ISBN: 978-0-470-85164-7.

4. Официальный сайт компании MathWorks в России // http://matlab.ru/products.

5. Ettus Research Universal Software Radio Peripheral // http://www.ettus.com/product/ details/UN210-KIT.

ЧАСТНАЯ АВИАЦИЯ – НОВАЯ УГРОЗА БЕЗОПАСНОСТИ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ В РОССИИ

PRIVATE AVIATION IS A NEW THREAT TO SECURITY AIR TRAFFIC IN RUSSIA

Хашагульгов Р.А-М., *x.p.a-m@mail.ru, ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург*
Ходор М.А., *khodorvvv@mail.ru, ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург*

Khashagulgov R.A-M., *x.p.a-m@mail.ru, Military space Academy, St. Petersburg*
Hodor M.A., *khodorvvv@mail.ru, Military space Academy, St. Petersburg*

Аннотация

Контроль порядка использования летательными аппаратами воздушного пространства одна из важнейших задач решаемых любым суверенным государством. Добычей информации о текущих координатах, параметрах движения, государственной принадлежности воздушных объектов возлагается на части и подразделения видов и родов Вооруженных Сил, а также специальные службы гражданской авиации. Концентрация усилий различных ведомств по организации комплексного использования сил и средств, ведения воздушной разведки в районах совместного базирования, представляет собой систему разведки и контроля воздушного пространства государства. В идеальном случае система контроля должна фиксировать, определять параметры всех воздушных объектов во всем диапазоне высот их применения и с любой отражающей поверхностью. В реальности приходится идти на компромисс, обусловленный высокой стоимостью, ограниченными техническими характеристиками радиолокационных средств, требованиями экологической безопасности по их размещению, формируя более качественное радиолокационное поле с важных направлений и менее качественное в глубине страны.

Однако стремительное развитие легкомоторной авиации находящейся, в том числе в частном пользовании, ставит перед системой разведки и контроля воздушного пространства задачу по устранению новой угрозы – безопасности воздушного движения над административно-политическими центрами и объектами техногенных катастроф. Ведение разведки на малых и предельно малых высотах не обеспечиваемое традиционными радиолокационными средствами, предложено выполнять путем создания подсистемы контроля воздушного пространства важных административно-политических центров и объектов техногенных катастроф на базе оптико-электронных систем обнаружения и выдачи информации, как дополнение к существующей системе контроля. Проанализированы некоторые пути ее построения и технической реализации. Показано, что оптико-электронные системы на современном этапе развития позволяют успешно решать задачи контроля использования воздушного пространства легкомоторной авиацией на малых и предельно малых высотах.

На взгляд рядового российского гражданина, кажется, что самостоятельный воздушный полет – это нечто сложное и недоступное для него. На самом же деле стать пилотом и летать на самолете или вертолете, даже своем собственном, не такая уж и невыполнимая задача. Речь, конечно, идет о малой или сверхлегкой авиации. Хотя специалисты и говорят, что летные нормы и правила в России имеют завышенные требования, но все должно познаваться в сравнении. Да, в Новой Зеландии, на сверхлегких летательных аппаратах (СЛА) летают все возрастные группы населения с частотой использования россиянами личных автомобилей. Но хорошо уже то, что в России, в принципе, разрешены частные воздушные полеты.

Наше законодательство разрешает выполнять частные воздушные полеты почти над всей территорией России. Исключение составляют Москва и ряд правительственных объектов. Для выполнения рейса необходимо только подать заявку уведомительного (даже не разрешительного) характера [1], содержащую информацию о месте взлета и посадки, и все, можно лететь. Запретить полет никто не имеет права.

До 2010 года все полеты осуществлялись в разрешительном порядке под контролем войск ПВО. Разумеется, у гражданских властей нет необходимых специализированных сил и средств контроля. По сути, маршрут полета согласовывается на честном слове, а бесконтрольность, как известно, порождает нарушения.

Глава Московской межрегиональной транспортной прокуратуры Владимир Тюльков заявил журналистам: «Несмотря на принимаемые прокуратурой меры, эксплуатация частной малой авиации часто угрожает безопасности полетов воздушных судов, объектам и людям на земле» [2].

По его словам, на сегодняшний день у правоохранительных органов «нет точных данных по ЦФО о количестве воздушных судов малой авиации, об их размещении, техническом состоянии, возможном использовании, то есть налицо отсутствие контроля над их учетом и полетами».

По словам начальника Северо-Западного межрегионального территориального управления воздушного транспорта Федерального агентства воздушного транспорта (Росавиация) Олега Гринченко «количество воздушных судов возросло в 2,5 раза за последние 3 года. Сейчас у нас в регионе насчитывается около 95 самолетов и 116 вертолетов, а всего — около 300 воздушных судов. Но на фоне роста количества судов и полетов ситуация с безопасностью полетов остается непростой и нельзя сказать, что есть качественное улучшение» [3].

Немало нарушений и на территории двух регионов – Санкт-Петербурга и Ленинградской области. По словам экспертов, это выполнение полетов на незарегистрированных воздушных судах, управление пилотами без допусков, полеты на неисправном судне, полеты без уведомления там, где это необходимо, а также полеты на слишком низких высотах.

Воздушное судно – далеко не автомобиль, его невозможно остановить во время полета и проверить наличие удостоверения у пилота и категорию рейса. К сожалению, встречаются случаи, когда за штурвал СЛА садятся люди, не имеющие никакого летного удостоверения. Самолетом управлять в той или иной мере они, конечно, умеют, но, не желая тратить денежные средства на оплату полетов с инструктором, летного удостоверения не получают. Встречаются случаи, когда пилот поднимает самолет, находясь в нетрезвом состоянии. Частота происшествий с участием СЛА растет пропорционально популярности и распространенности малой авиации и тут можно только надеяться на сознательность пилотов, которые отвечают не только за свою жизнь, но и за жизнь своих пассажиров и тех, кто находится на земле.

А теперь, сенсация: автомобиль, он же воздушное судно!

Российский проект AVTOL, под руководством инженера Мерзлякова, предусматривает три модификации летающих автомобилей. Так, AVTOL-1 – это аппарат, который может не только ездить по обычным дорогам, но и развивать сверхзвуковую скорость в воздухе. Автомобиль под именем AVTOL-2 может развивать скорость до 800 км/ч, а максимальная скорость модели AVTOL-3 составляет 400 км/ч.

Наибольший интерес для рядовых граждан может представлять, как раз AVTOL-3 конструкторы рассчитывают, что этот аппарат станет многофункциональным и универсальным. Идея разработчиков состоит в том, чтобы дать летающему автомобилю возможность вертикального взлета практически с любой поверхности, к примеру, песчаного покрытия или воды. Использовать транспортное средство можно будет для перевозки грузов или пассажиров.

На данный момент прототипы проходят летные испытания, которые должны завершиться летом 2015 года [4].

В США «Агентством передовых оборонных исследовательских проектов» (DARPA) проводятся испытания похожего аппарата X-Plane VTOL. Максимальная скорость полета американского прототипа ограничена 700 км/ч. Правда, эксперты отмечают, что испытания пока этой летающей машины пока не принесли никаких впечатляющих результатов.

Transition – автомобиль со складными крыльями американской компании Terrafugia, уже сертифицирован для продаж в США. Правда, пока аппарат не так универсален – для взлета ему нужна полоса для разгона.

Первой же летающей машиной в Европе может стать Pegasus. Гибрид автомобиля и ультралёгкого самолёта, по мнению разработчиков, обязательно превратится в транспорт нового поколения.

В отличие от российских американских и французских разработчиков, голландские изобретатели совместили автомобиль не с самолетом, а с вертолетом. Аппарат получил соответствующее название – Helicycle Pal-V. Это чудо техники представляет собой трехколесную капсулу с двумя посадочными местами, большим хвостом и винтом как у вертолета. И хвост, и винт складываются, и вертолет превращается в машину.

В недалеком будущем численность парка СЛА совершит головокружительный скачок. Количество таких «воздушных судов» будет исчисляться не сотнями, а тысячами! Как ГИБДД будет осуществлять свои функции в отношении участников дорожного движения, способных мгновенно переквалифицироваться в участников воздушного движения? А диспетчерские службы? Они не будут обладать даже теми крохами информации об использовании воздушного пространства, которые получают в уведомлении в настоящее время. Ведь гибриды «автомобиль-воздушное судно» не будут нуждаться в специально оборудованном месте взлета и посадки, а большинство из них изначально не оборудуются бортовыми ответчиками. При этом возможно как преднамеренное отключение бортовых ответчиков (воздушный терроризм), так и непреднамеренное в силу технических неисправностей.

В таких условиях радиотехнические войска будут не в состоянии отследить и контролировать всех участников воздушного движения.

Специалисты ПВО хорошо знают, что дежурное (некогда сплошное, всевысотное, многочастотное, с одно-, двукратным перекрытием) радиолокационное поле над Россией давно приобрело очаговый характер. В пределах оставшихся зон радиолокационного наблюдения в лучшем случае обеспечивается обнаружение целей на средних и больших высотах. Развертывание же новых РЛС маловысотного поля - дело весьма дорогое, а в местах с большой плотностью населения, кроме того, вызывает серьезное противодействие со стороны экологических организаций.

Проблема усугубляется и высокой вероятностью применения низколетящих малозаметных целей, что требует уплотнения боевых порядков РЛС традиционного парка и увеличения затратности содержания сплошного маловысотного радиолокационного поля (МВРЛП). Для создания сплошного дежурного круглосуточного МВРЛП высотой от 25 метров (высота пролета крылатой ракеты или самолета сверхлегкой авиации) по фронту всего 100 километров требуется не менее двух РЛС типа КАСТА-2Е2 (39Н6) [5].

Но в соответствии с федеральным законом «О санитарно-эпидемиологическом благополучии населения» от 30 марта 1999 года № 52-ФЗ [6] установлены нормы излучений, которые носят обязательный характер на всей территории России. Мощность излучения любой из известных РЛС ПВО многократно превышает эти нормы. Также нужно учесть, что РЛС типа КАСТА-2Е2 (39Н6), потребляемая мощность каждой из которых составляет 23 кВт, являются одними из самых менее энергозатратных. С учетом средней стоимости электроэнергии в ценах 2015 года только стоимость поддержания этого участка МВРЛП составит не менее трех миллионов рублей в год. При подсчете необходимо учесть и стоимость затрат всей инфраструктуры обеспечения функционирования данных средств, от персонала до регламентных работ.

Таким образом, налицо дисбаланс потребностей и возможностей субъектов эволюции использования воздушного пространства.

Проблема контроля использования воздушного пространства СЛА в пределах важных административно-политических центров и объектов техногенных катастроф может быть решена путем использования систем и средств дающих наибольший удельный вклад в эффективность информационного обеспечения на единицу суммарных затрат на всех этапах жизненного цикла этих систем и средств. В настоящее время эту роль могут выполнять оптико-электронные системы (ОЭС) обнаружения и автосопровождения целей. Наибольшее развитие такие ОЭС получили в системах управления корабельным оружием, где решены вопросы обеспечения кругового пассивного обзора в инфракрасном спектре длин волн, автоматического обнаружения нескольких целей, автосопровождения нескольких целей одновременно без прекращения пассивной локации окружающего пространства. Обеспечивается выполнение всех задач ОЭС, связанных с целеуказанием: определение координат целей и параметров их движения, информационный взаимообмен в режиме реального времени с системами управления оружием. Учитывая погрешность стабилизации, которая на подобных ОЭС не превышает 1 угловой минуты, и качество современных оптических каналов, удается в дневных и ночных условиях точно наводиться на быстродвижущиеся наземные, надводные и воздушные цели на расстоянии до 20 км [7]. Данные ОЭС даже несколько избыточны в плане наличия блоков гироскопической стабилизации, применение которых не обязательно на стационарных объектах.

Создание подсистемы контроля воздушного пространства важных административно-политических центров на базе ОЭС обеспечит решение задач обнаружения СЛА, получения координатной и некоординатной информации о СЛА их идентификации.

Для размещения ОЭС могут использоваться как охраняемые высотные здания подразделений и частей МО и других ведомств РФ, научных организаций, предприятий, высотные линии электропередач, вышки телевизионных и сотовых ретрансляторов.

Связанные в единую систему и обеспеченные автоматизацией обработки и выдачи информации потребителю ОЭС позволят в полной мере использовать их преимущества в высокой разрешающей способности определения координат СЛА, низком энергопотреблении, электромагнитной безопасности.

Литература

1. Постановление Правительства РФ от 11.03.2010 N 138 (ред. от 19.07.2012, с изм. от 23.01.2014) «Об утверждении Федеральных правил использования воздушного пространства Российской Федерации».

2. http://ria.ru/defense_safety/20100209/208399106.html.

3. http://www.rosbalt.ru/piter/2014/01/14/1220731.html.

4. http://focusgoroda.ru/materials/2014-04-08/3205.html.

5. http://www.pro-pvo.ru/articles/18242

6. http://правовед.org/zakon/federalnyi-zakon-rf-ot-30-marta-1999-goda-№-52-fz-«o-sanitarno-epidemiologicheskom-blagopoluch.

7. http://npo-karat.ru.

ОСНОВЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ УПРАВЛЕНИЯ КОНТЕНТОМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

BASIC PROVISIONS OF MANAGEMENT THE CONTENT OF A SPECIAL PURPOSE

Буренин А.Н., *konfencia_asu_vka@mail.ru, ОАО «НИИ «Рубин», г. Санкт-Петербург*
Легков К.Е., *constl@mail.ru,* **Нестеренко О.Е.,** *benaffee@gmail.com,*
ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург

Burenin A.N., *konfencia_asu_vka@mail.ru,*
Joint Stock Company «Scientific Research Institute «Rubin», St. Petersburg
Legkov K.E., *constl@mail.ru,* **Nesterenko O.E.,** *benaffee@gmail.com,*
Military space Academy, St. Petersburg

Abstract

In article «Basic provisions of management the content of a special purpose» made the general definition of the Control system by a content. The problem of existing system of finishing of information and control of its execution within connection, and also the possible decision, in the form of expansion of information portals on the basis of an existing LAN is reflected. Approximate possibilities are defined, advantages before other decisions, principles of construction, function and the requirement to technical providing a control system with a content on the basis of which will be developed the specified information portals.

Аннтоция

В статье «Основные положения управления контентом специального назначения» дано общее определение Системы управления контентом. Отражена проблема существующей системы доведения информации и контроля её исполнения в пределах соединения, а также возможное решение, в форме развёртывания информационных порталов на базе существующих ЛВС. Определены примерные возможности, преимущества перед другими решениями, принципы построения, функции и требования к техническому обеспечению системы управления контентом на базе которой будут развёртываться указанные информационные порталы.

Широкому распространению сети Internet в конце 20 - начале 21 века, способствовало развитие CMS (англ. Content management system- система управления контентом), которые позволяли создавать интернет-ресурсы пользователям, обладающим лишь общими познаниями в web-мастеринге и вёрстке, а также предоставляли широкие возможности для управления данными ресурсами. В частности, на данный момент существует множество готовых коммерческих и не коммерческих решений в этой области, таких как, Joomla, Xoops, Drupal, NetCat, Bitrix и других, разрабатываемых различными web-студиями и хост- провайдерами для своих целей (narod.ru, ucoz.ru и др.) Тем не менее, в литературе до сих пор так и не дано общего чёткого определения для систем управления контентом- каждая кампания-разработчик даёт своё определение, задачи и функционал CMS.

В общих чертах, система управления контентом- это система дающая возможность управлять графическим, текстовым и другим наполнением (контентом) сайта с помощью удобных и интуитивно- понятных инструментов, а также предоставляющая возможность автоматизированного управления данным контентом.

До сих пор основным способом доведения различной информации являются средства телеграфной связи (в некоторых случаях средства факсимильной связи). Часто, актуальность доводимой информации теряется до её доведения до должностных лиц.

В настоящий момент в интересах Сил специального назначения развёрнуты крупные ЛВС как открытого сегмента передачи данных так и закрытого, но используются они в основном для обмена электронной почтой и данными узкоспециализированных приложений, хотя возможности для развёртыва-

ния служебных информационных порталов различной направленности существуют. Проблему можно решить путём развёртыванием на базе существующих ЛВС информационных порталов. Например, на базе которых будет реализованы возможности:

– централизованно размещать образцы необходимой документации различной направленности;

– доведения различной информации до должностных лиц в формате новостных лент;

– представления различных докладов по установленным формам, их учёт и последующий анализ;

– учёта и анализа данных обстановки;

– контроля исполнения ранее утверждённых планов;

– доведения различной технологической информации.

Многие скажут, что можно заказать разработку этих порталов у сторонних разработчиков (так сказать, реализовать концепцию outsourcing), но стоимость этих работ будет неоправданно велика, к тому же такое решение не лишено своих недостатков, таких как:

- со временем возникнет необходимость обслуживания этих порталов, обновления информации, добавления новых элементов и так далее, что вызовет дополнительные расходы;

- вопрос обеспечения безопасности информации станет «во главу угла», т.к. в распоряжение этих организаций могут попасть различные служебные данные;

- как правило, коммерческие разработчики не заинтересованы в возможности переноса контента на другие системы, то есть при возникновении разногласий с разработчиком портал придётся разворачивать «с нуля».

Более экономически обоснованным и простым в реализации решением, является разработка собственной системы управления контентом в интересах Сил специального назначения. Целью создания которой будет предоставление возможности управления различным содержимым портала людям имеющим лишь общие понятия в разработке интернет- содержимого (например, возможность добавления не сложных страниц разработанных средствами ПО Microsoft Front Page или аналогичных конструкторов web-страниц). Преимуществами CMS перед другими решениями являются:

- конечный пользователь или модератор системы может не обладать широкими познаниями в области информационных технологий;

- полная или частичная автоматизация решения задач управления порталом;

- возможность разграничения доступа к различным модулям (контенту) портала;

- использование системы управления базами данных для организации хранения контента, что является наиболее современным и удобным решением.

Основными принципами при разработке этой CMS являются:

- модульность;

- отторгаемость;

- безопасность размещения и хранения данных;

- простота управления;

- гибкость.

Под модульностью понимается, что будет реализована возможность добавления различных модулей (готовых страниц и различных web- приложений) в готовом портале, не прибегая к привлечению разработчика системы.

Отторгаемость подразумевает, что при необходимости контент можно будет перенести на другую систему, либо отдельные модули смогут функционировать вне системы управления контентом.

Безопасность размещения и хранения данных будет решена с помощью возможности разграничения прав доступа к различным модулям для зарегистрированных пользователей, а также использование аутентификации для всех пользователей портала.

Под простотой управления понимается использование интуитивно- понятных инструментов.

При реализации принципа гибкости системы будет решена проблема квалификации пользователей и модераторов системы.

Конечная система управления контентом должна будет реализовывать следующие функции (схожих для многих систем управления контентом):

- полностью основанная на системе управления базами данных MySQL система управления контентом;

- возможность хранения контента как в виде файлов на жёстком диске сервера, так и непосредственно в базе данных;

- наличие модуля безопасности для многоуровневой аутентификации пользователей/администраторов/модераторов системы;

- полностью настраиваемые схемы расположения элементов, включая левый, правый и центральный блоки меню;

- работа системы управления контентом на операционных системах МСВС, Windows, Linux;

- возможность создавать неограниченное количество страниц;

- начало и окончание публикации любых материалов можно запрограммировать по дате и времени;

- возможность ограничить доступ к определенным разделам портала только для зарегистрированных пользователей;

- наличие различные готовых модулей - таких как ленты новостей, подробная статистика посещений, формы для представления докладов, загрузчик файлов на сервер и др.;

- наличие Модуля приёма от пользователей новостей, статей и ссылок;

- возможность неограниченного формирования количества секций, разделов, подразделов и страниц;

- наличие Менеджера архива для возможности хранения старых страниц;

- использование визуального редактора, что упрощает редактирование контента;

- возможность предварительного просмотра перед окончательным размещением;

- выполнение требований рационального использование места на жёстком диске сервера, за счет использование базы данных под управлением системы управления базами данных MySQL.

Литература

1. Савельева Н. Системы управления контентом // Открытые системы. − 2004. −№4.

2. Martin Bramphton. PHP5CMS Framework Development. − PACKT publishing, June 2008. − 328 p. − ISBN 978-1-847193-57-5.

АРХИТЕКТУРНЫЕ ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫМИ СЕТЯМИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

ARCHITECTURAL PRINCIPLES OF THE ORGANIZATION AUTOMATED CONTROL SYSTEMS OF THE SPECIAL PURPOSE INFOCOMMUNICATION NETWORKS

Буренин А.Н., *konfencia_asu_vka@mail.ru, ОАО «НИИ «Рубин», г. Санкт-Петербург*
Легков К.Е., *constl@mail.ru, ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург*

Burenin A.N., *konfencia_asu_vka@mail.ru,*
Joint Stock Company «Scientific Research Institute «Rubin», St. Petersburg
Legkov K.E., *constl@mail.ru, Military space Academy, St. Petersburg*

Аннотация

Рассмотрены основные архитектурные принципы организации автоматизированных систем управления инфокоммуникационными сетями специального назначения. Рассмотрена модель агента инфокоммуникационной сети специального назначения.

Наряду с системными и функциональными принципами организации автоматизированных систем управления ИКС СН чрезвычайно важны также архитектурные принципы [1, 2].

Будем понимать под архитектурой АСУ ИКС СН ее формализованное описание, отражающее входящие в нее компоненты, их назначение и взаимосвязи друг с другом и определяемое принципами построения АСУ ИКС СН, а также протокольной моделью взаимодействия ее удаленных элементов. Методологической основой построения архитектуры АСУ ИКС СН являются принципы эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМ ВОС), формирования профиля ВОС, концепции Глобальной информационной инфраструктуры, принципов сетей нового поколения (NGN), концепций сетевой службы (NMS и TMN) и др. Будем различать физическую, информационную, функциональную и логическую архитектуры автоматизированной системы управления ИКС СН [2, 3].

Физическая архитектура автоматизированной системы управления – составляющая архитектуры АСУ ИКС СН, которая представляет собой ее физическую основу, описывает номенклатуру подсистем, комплексов средств автоматизации, коммутации-маршрутизации, их привязку друг к другу, организацию информационных соединений, характеристику стыков и интерфейсов. Фактически физическая архитектура АСУ ИКС СН описывает физические соединения с помощью сети обмена данными управления (управляющая сеть), различных центров управления АСУ ИКС СН.

С технологической точки зрения управление ИКС СН представляет собой обработку информации, поступающей от ее элементов специализированными программными приложениями комплексов средств автоматизации АСУ ИКС СН. Для обеспечения обработки информации необходимо осуществлять информационный обмен между многочисленными устройствами и оборудованием АСУ ИКС СН. Поэтому в настоящее время управление инфокоммуникациями реализуется на базе распределенных по средствам автоматизации программных приложений. Информационная архитектура АСУ ИКС СН, в рамках которой осуществляется обмен данными по управлению, основана на некой модели управления, использует объектно-ориентированный подход и оказывает непосредственное влияние на спецификацию интерфейсов.

Ключевыми элементами информационной архитектуры являются информационные элементы, модели взаимодействия элементов и собственно информационные модели [4]. При этом информационные элементы с точки зрения объектно-ориентированного подхода моделируются как управляющие и

управляемые объекты.

Описание управляемого объекта является наиболее существенной частью информационной архитектуры АСУ ИКС СН и осуществляется обычно с помощью контура управляемого объекта [4].. В этом контуре указаны характеристики объекта, доступные для управления, в частности:

−атрибуты, которые описывают свойства объекта;

−операции, которые могут выполняться на объекте;

−поведение или режим работы объекта, которые задаются согласно операции;

−сообщения или уведомления, которые выдаются объектом.

Описание объектов управления достаточно абстрактно и может относиться к самым разнообразным элементам ИКС СН. Управляемый объект наиболее точно характеризуется своим состоянием и взаимоотношениями с другими объектами. Эти характеристики представлены в атрибутах управляемого объекта, доступ к которым можно получить с помощью операций, выполняемых по команде управляющего объекта. При описании объекта управления определяется набор уведомлений, которые посылает управляемый объект для оповещения управляющей системы о событиях, связанных с данным объектом.

Для описания синтаксиса данных, передаваемых между управляющим и управляемым объектами ИКС СН, используется специальный метаязык описания данных [3, 4]. Для описания семантики операций над атрибутами и объектами применяются шаблоны поведения объектов, которые обычно записываются на естественном языке. Управляемый объект может быть создан или удален внешними командами, если это разрешено ДЛ соответствующего центра управления. Заданный объект может наследовать все операции, уведомления и поведение других объектов. При определении новых объектов предполагается, что стандартные определения при возможности используются повторно. Это один из сложных аспектов моделирования объектов управления. Различные наборы инструментальных средств моделирования упрощают такую задачу. Управление объектом осуществляется с помощью модели взаимодействия агент-менеджер.

Программное приложение в средствах автоматизации, которое выдает команды управления и принимает уведомления, является программой-менеджером. Приложение, установленное на элементе ИКС СН, выполняющее управляющие команды и посылающее уведомления от имени управляемых объектов, является программой-агентом.

Менеджер устанавливает взаимосвязь с агентом для осуществления управляющего взаимодействия. Возможное нарушение такой взаимосвязи может быть обнаружено обеими сторонами.

Программа-агент выступает своего рода посредником между менеджером и управляемым ресурсом. При этом агент с помощью функционального интерфейса взаимодействует с управляемыми физическими ресурсами. Описание ресурсов агент поддерживает с помощью информационной модели управляемого ресурса. В этой модели отражаются рабочие характеристики ресурса, на которые можно воздействовать или которые можно контролировать в процессе управления. С другой стороны, менеджер также поддерживает информационную модель управляемого ресурса, т.е. информационные модели агента и менеджера в основном одинаковые.

Информационная модель менеджера может быть более точна в силу того, что информация менеджера является «очищенной», обработанной, нормализованной, упорядоченной. Это происходит благодаря агенту, который фильтрует поток данных в сторону менеджера от незначительных ошибок, искажений.

Кроме того, информационная модель менеджера включает модели нескольких ресурсов, т.е. модель менеджера более глобальна, чем модель агента. Модель агента часто называют базой данных управляющей информации (Management Information Base или MIB).

Менеджер также поддерживает MIB, но база данных менеджера вторична по отношению к базе данных. Для обновления своей базы данных менеджер всегда запрашивает агента. В MIB хранятся атрибуты управляемых объектов, описания классов, которые соответствуют элементам сети. MIB является абстрактным описанием характеристик управляемых ресурсов, т.е. оборудования и подсистем связи, и позволяет хранить описание действий (операций управления), которые можно осуществлять над управляемыми объектами. Другими словами, MIB позволяет программным приложениям управления (в первую очередь агенту, затем менеджеру) получать информацию об управляемых объектах.

Так как в основе архитектурного построения АСУ закладывается, уже рассмотренная фундаментальная схема взаимодействия агент-менеджер [1, 2, 4, 5], при которой определенный агент является

неким посредником между управляемым ресурсом и прикладной управляющей программой – менеджером данного связного ресурса, то особенности построения и функционирования системы, сетей связи и систем управления ими, приводят к необходимости использования одного и того же типа менеджера для управления различными связными ресурсами. Для этого в рамках соответствующих агентов АСУ обычно создается адекватная модель управляемого ресурса, в которой отражаются только те параметры ресурса, которые необходимы для его контроля и управления.

Литература

1. Буренин А.Н. Системно-архитектурные вопросы построения автоматизированных систем управления связью // Телекоммуникационные технологии. 1996. №.1. С.97-112.

2. Буренин А.Н., Легков К.Е. Современные инфокоммуникационные системы и сети специального назначения. Основы построения и управления: Монография. М.: Медиа-Паблишер. 2015. 348 с.

3. Кульгин М. Архитектура технологии ATM // Byte Россия. 1998. №3. С. 60-67.

4. Гребешков А.Ю. Стандарты и технологии управления сетями связи. М.: Эко-Тренд. 2003. 288 с.

5. Буренин А.Н. Архитектурные принципы построения выделенных мультисервисных сетей связи ограниченного пользования // Телекоммуникационные технологии. 2004. № 1. С.10-22.

PROBLEMS OF QOS SUPPORT IN VOIP NETWORK OF MONGOLIA

Ariunaa Tsogbadrakh,
Mongolian Technical University of Science and Technology, optic2009@yahoo.com

Abstract

In Mongolia, ICT sector is intensively developing, the process of network convergence is carried out and the demand for convergent services is constantly increases. At the same time, the operators of Mongolia need to follow the international norms on quality of service parameters for IP networks. In this paper, the current status of ICT sector in Mongolia, communication quality parameters, the international norms on QoS parameters for IP networks and practical recommendations for improvement of QoS in VOIP networks of Mongolia is considered.

1.The current status of ICT sector in Mongolia

ICT sector of Mongolia is comprised of telecommunications, information technology, radio and TV broadcasting, and postal services. Mongolia has become fully digitalized as for as switching and transmission system is concerned.

For the past year, the large scale initiatives such as "The launching of national satellite of Mongolia" project, "Postal services to every household" and "Broadband" national programs were submitted to and approved by the Government of Mongolia.

In the near future, there are number of large scale programs and projects need to be, developed and implemented such as "State policy on development of ICT sector of Mongolia by year 2021", "Launch of National Communications Satellite", establishment of "Mongolian Silicon Valley", "Switchover of radio and television broadcasting into digital technology", "Establishment of broadband network" and "Development of electronic government".

The national fiber optic network of Mongolia is now extended to reach 21 aimag centers and over 200 soums. ICTPA is planning to implement a project to extend fiber optic network in the next 2 years, which will connect remained soums. Four mobile operators providing mobile services for 3,313,871 million subscribers (by June, 2012) throughout the territory of Mongolia and are currently expanding their services. Nowadays, Mongolian more than 3 million mobile subscribers are benefiting from services offered in 3G environments and in Ulaanbaatar, 4G services started to offer, enabling communications through not only by voice, but also through video and other multimedia services. The fiber optic cable network has been extended to over 13,000 km. The Information Communication Network Company is the owner of the national backbone and access network of Mongolia including international, long distance, rural and local transmission networks and local loops. In addition, private operators such as Mobicom, Gemnet, Skytel and Mongolian Railway are installed fiber optic networks in some locations.

There are about 70 ISPs, which share 30 Gbps bandwidth and provide services to more than 641,000 internet subscribers (by 2012), who are using xDSL, fiber optic, 3G and GPRS connections.

At the present stage of Mongolian ICT market for telecommunication services, there is a convergence process of different types of communication services which are based on the different technologies. This way of development is completely coincides with world tendencies. Demand for convergent services constantly increases, generally, due to the role of a corporate segment in the ICT market. Also, in last years, the role of a private sector is intensively grows.

ICT sector is one of most dynamically developing sector in Mongolia. In Mongolia, IP technology develops on the basis of national Internet network. Therefore, research work for QoS support in VoIP network and network development methodology for the improvement of QoS is the most important and actual problem. In order to establish normal condition for network operations, it is necessary to provide high-quality services via modern telecommunication network, using the latest technologies.

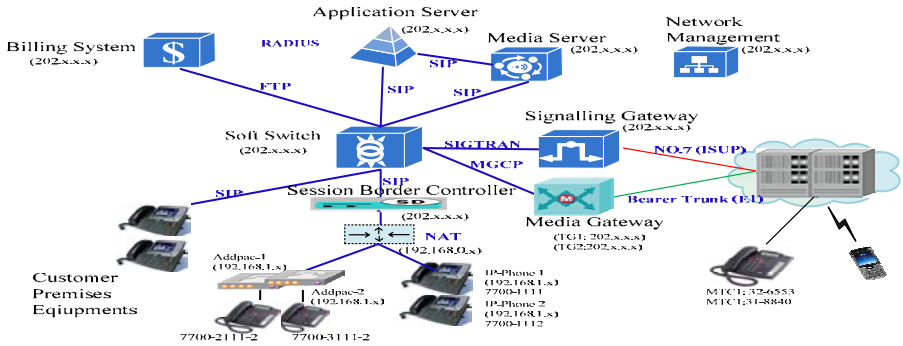


Fig. 1. Functional structure of VoIP network

PSTN (Public Switched Telephone Network) is the voice oriented telephone network. The reliability of the network is 99.999%. PSTN network is able to provide sufficient bandwidth for voice services. There are 183,074 fixed telephone users in Mongolia (by June, 2012)**.** Since 2010, in Mongolia, the number of fixed line subscribers has been decreased year by year (Fig. 2), due to the introduction of mobile and IP services.

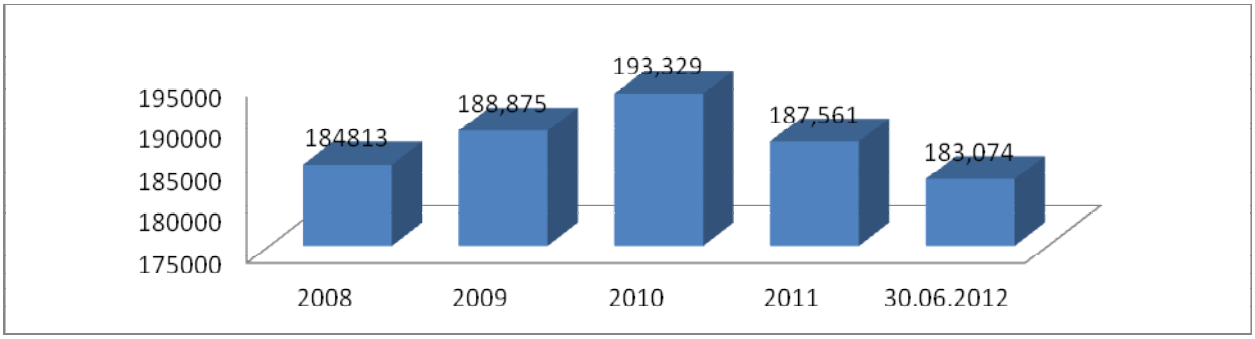


Fig. 2. The number of fixed line subscribers in Mongolia

At the same time, in Mongolia, the number of IP service subscribers and the number of mobile service subscribers are grows quickly (Fig. 3).

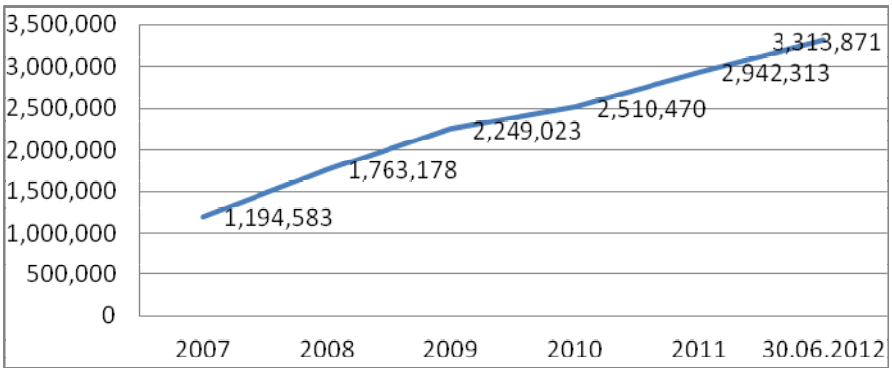


Fig. 3. The number of mobile service subscribers

In Mongolia, it is planned to construct the transport network (All-IP) on the basis of IP/MPLS technology (Fig. 4).

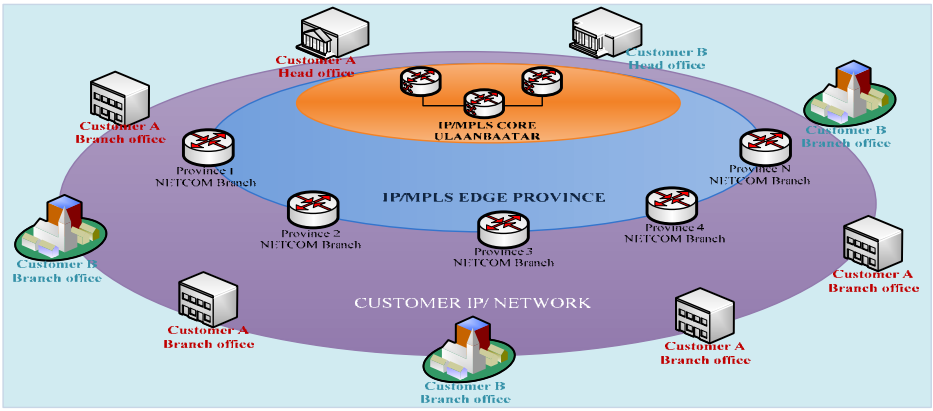


Fig. 4. IP/MPLS network structure

The IP/MPLS network structure in Mongolia is presented in Fig. 4. Apparently from Fig. 4, the network has the core (IP/MPLS Core) to which boundary IP/MPLS routers (Edge) are connected, in provinces.

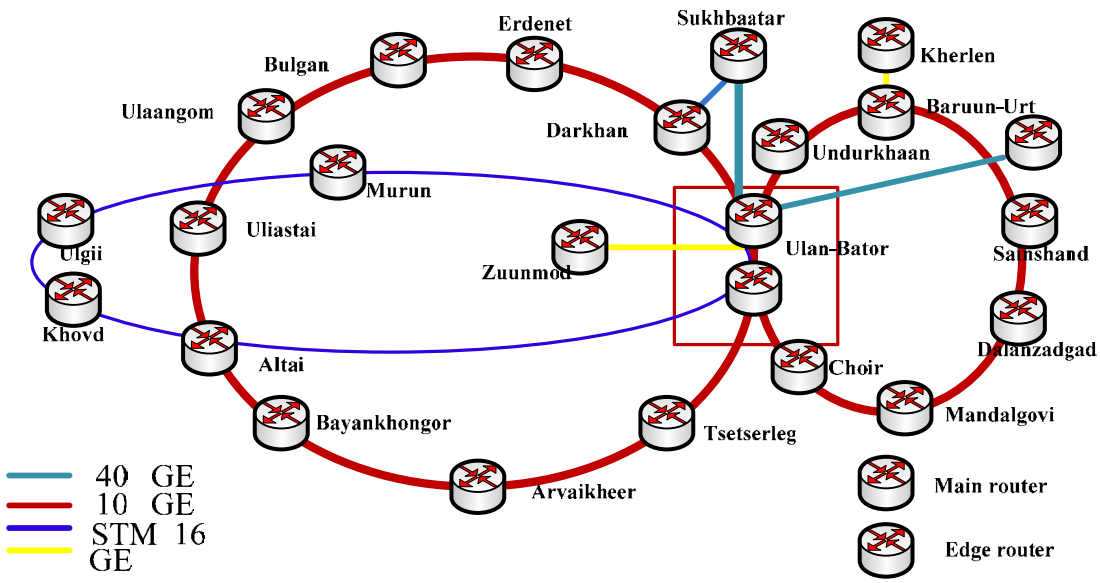


Fig. 5. The topology of IP/MPLS network

Description of the network topology: In Mongolia, it is planned to construct 1 ring from 40 GE, 2 rings with 10 GE. Also there are linear connection between Zuunmod-Ulan-Bator, Ulan-Bator-Baruun-Urt, Ulan-Bator-Sainshand, Ulan-Bator-Sukhbaatar, Darkhan-Sukhbaatar, Baruun-Urt-Kherlen with the corresponding capacities (Fig. 5). Some project works has been started.

The transport network (All-IP) on the basis of IP/MPLS technology, which is under construction, will be allow to increase the general capacity, to increase the network reliability. Also QoS service parameters will be improved.

2. The QoS parameters

Now, the operators of Mongolia are using and observing the following norms on quality parameters for IP network (Tab. 1). These parameters don't reflect the feature of IP networks.

Now, the operators of Mongolia starting to take much attention on QoS for IP networks and plans to develop the comprehensive programs. Thus, we are recommending to use QoS parameters for IP networks, which are developed on the basis of international standards (Tab.2).

Tab.1. The norms on quality parameters

№	Parameters	Norm
	Network indicators	
1	The time for service establishment, h	< 24 h
2	Average time of call establishment, min	< 1 min
3	Number of successful calls	max 3 (in 1 minute)
4	Time of network refusal, min	< 30 min (in a month)
5	Average time of network restoration, days	< 3 days
6	Complaints of users (in 3 months)	< 50 (for each 1000 users)
	Malfunctions and repair:	
7	Number of malfunctions for each 100 subscribers (in a month)	< 3
8	Time of elimination for malfunctions in 24 hours	90%
9	Time of elimination for malfunctions in 48 hours	95%
10	Time of elimination for malfunctions in 72 hours	99%

Tab.2. Recommended QoS parameters for IP networks in Mongolia

Indicator characteristics	Indicators	Norm
Assessment of the level for reliability of services	Quantity of malfunctions counting on unit of the terminal equipment of in a year	≤ 0.1
	Coefficient of network availability on the average in a quarter, %	99
	Average time between network refusals, h	500-200
	Average time of network restoration, min	300-3600
Assessment of speed for access to the network	Time for implementation of the request for connections to the network, working days.	≤ 3
	Coefficient of the request for connections of the network, executed standard terms	≥0,95
	Time of restoration for access to the network, h	≤ 10
Assessment of quality for repair and maintenance	Coefficient of requests for elimination of the malfunctions, executed standard terms	≥0,95
	IP packet delay, msec	100-400
Assessment of quality for data transmission	IP delay variation (jitter), msec	50
	IP packet loss (coefficient) 10^{-3}	10^{-3}
	Coefficient for IP packet errors	10^{-4}
	Probability for premature disconnections of data transmission in a packet networks	$2x10^{-5}$
	Time for call establishment: sec	
Assessment of VoIP connection quality	IP addressing	<1.5-7
	IP-E.164	<2-10
	E.164-IP	<4-20

The international norms on QoS parameters for IP networks are presented in the Recommendation of ITU-T Y.1541 [4].

On the following table (Таб.3) it is illustrated QoS parameters for different classes of services.

In Mongolia it is planned to enter the classification of IP networks according to QoS.

Tab.3. QoS parameters for different classes of services

Indicator name	Classes QoS			
	Class 0	Class 1	Class 2	Class 3
Average time between network refusals, h	500	400	400	200
Average time for network restoration, min	300	600	3600	3600
IP packet delay, msec	100	400	400	400
IP Delay variation (jitter), msec	50	50	-	-
Time for call establishment: sec				
IP addressing	1.5	<4	<7	<7
IP-E.164	2	5	10	10
E.164-IP	4	10	20	20

3. Practical recommendations for improvement of QoS parameters in VOIP network

When will be ready your VoIP system for operation and maintenance, need to provide related work in order to support reliable operation with high quality of services.

Operators of Mongolia should follow the control for all process in order to introduce VoIP technology — since introduction and finishing with VoIP network expansions. For improvement of QoS in VoIP network, it is recommended to implement following measures:

- Planning and optimization of VoIP network with use of simulation programs such as OPNET, NS2, NS3, NetCracer etc;
- Right choice of audiocodecs, elimination of all undesirable and unwanted effects from input audiosignals, reduction of noise, suppression of pauses in speeches, application of a method for reduction of delays, packet loss and echo compensation;
- Traffic prioritation, marking and packet rerouting;

VoIP traffic has to be receive higher priority in comparison with data packets.

There are the list of factors to which it is necessary to pay attention:

-the calculation and monitoring of network load, network productivity before VoIP introduction;

-generation of VoIP synthetic traffic (forecasting of call quality);

-definition of service level;

- Ensuring VoIP network security;
- Installation work and training of ICT staff;
- Network monitoring;

The communication quality needs to be controlled by network monitoring. When local networks are used, the network administrator can control and manage the quality of transmitted audio signals by controlling the network load level and packet losses. Besides factors which directly belong to the VoIP applications, the network analyzer has to be capable to register and control the network load and other parameters. It is recommended to use the network analyzer for research work and network control.

• Management

During voice transmission process via VoIP network, there can be appear such problems as physical level problems on access network, the overloaded port, incorrectly configured class of services, delay emergence. The network management strategy and diagnostics of faults is necessary. Network administrators have to carry out diagnostics of problems in order to eliminate access network's faults, the overloaded ports's problem and ensure QoS parameters. QoS management between networks (IP-TDM-IP) is one of important tasks:

- ensuring the IP quality on the basis of RSVP protocol, IPv6, MPLS;
- approach to control of established standards for IP quality;
- methodology, for creation of quality control system;
- the negotiations of SLA between operators/operators and users;
- development of related recommendations and state standards for QoS improvement in IP networks of Mongolia;
- development and implementation of comprehensive programs on QoS control for all operators;

Conclusions: ICT sector is one of most dynamically developing sector in Mongolia. At the present stage of Mongolian ICT market for telecommunication services, there is a convergence process of different types of communication services which are based on the different technologies. This way of development is completely

coincides with world tendencies. The transport network (All-IP) on the basis of IP/MPLS technology, which is under construction, will be allow to increase the general capacity, to increase the reliability of network. Also QoS service parameters will be improved.

Quality parameters which are used and observed all operators of Mongolia, at present, don't reflect the feature of IP networks. There is a need to follow and use the international norms on QoS parameters for IP networks. In Mongolia it is necessary to enter the classification of IP networks according to QoS. VoIP traffic has to be receive higher priority in comparison with data packets. The implementation of practical recommendations for improvement of QoS parameters in VOIP network, will allow to coordinate operation work of various operators.

Due to use of scientific achievements, the careful research work on IP network for the improvement of QoS, the implementation of comprehensive programs on IP network quality in Mongolia will be able to reach the planned level and by 2021, Internet service users will be able to use Internet speed up to 100 Mbit/sec in Ulan-Bator and up to 70 Mbit/sec in a major cities and in province centers, as it was mentioned in the official documents. As the speed of Internet services will grow, in parallel will improve QoS in VoIP network.

References

1. V. G. Olifer and N.A Olifer “Computer networks” 3rd Edition, Peter, 2006y., Moscow, Russia.
2. V.U. Deart “Multiservice network”, 2007, 166 p., Moscow, Russia.
3. Jose Ignacio Moreno Novella, Francisco Javier Gonzales Castano “QoS requirements for multimedia services”, 2010y., 188p., Madrid, Spain.
4. Network performance objectives for IP-based services. ITU-T Recommendation Y.1541 // http://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1541-200602-I/cn. February, 2006.
5. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Новые технологии и оборудование IP-сетей. – СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2000.
6. Гургенидзе А. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. – М.: Наука и техника, 2003. – 400 с.
7. Норенков И. Т. Телекоммуникационные технологии и сети. – М.: Изд. МГТУ им. Баумана, 2000. – 248 с.
8. ICTPA. “White book-2013”. — M.: ICT technology White Book, 2013. – 39 c.
9. ICTPA “ICT development tendency of Mongolia-2021”, ICT Technology White Paper.,2011. – 55 c.

ALGORITHM FOR BALANCING THE TRAFFIC OF ETHERNET RING NETWORKS, APPLIED TO EXECUTION TO THE SOFTWARE

Lihtsinder B.Ya., *DPhil, professor of MSIB PSATI. Russia, lixt@samtel.ru*
Ryzhikh S.V., *a graduate student of the Volga State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI). Russia, rrserg@mail.ru*
Clitheroe Sean, *engineer of telecommunication, "SilkSmith" company, United Kingdom, blacker.mini@gmail.com*

Abstract

At existing data networks released three logical architectural level. There are the core level, aggregation and access level. And if in the aggregation and core level operating with IP packets, and the total bandwidth calculated by summing all of the available communication channels between the points of exchange of information, at the access level, this rule does not operate. This is due to feature of ethernet switches work with frames composed in a lack of protection from «storms». Under the storm meant uncontrolled increase frames broudcast, in consequence of which is hammered all the available bandwidth and consumes all the power switch processor. On a result of the storm the whole network stops working. To solve this problem developed numerous solutions consists in building a tree network with the lack of redundant links. In consequence of that, of all available communication lines between the two switches is selected only one, and all other software disabled.

And despite the possible overload of the main channel, the other link can only be used in cases of failure of the chosen path. Such distribution traffic at affordable communication lines very inefficiently. Based on this problem, we have developed a way to at overloads, or deterioration in the quality of traffic, convert some traffic to redundant channels, thus enhancing the quality of service provision to subscribers.

For this purpose we offer use of software that continuously monitors switchs at the network with tools of SNMP, and if necessary, you can switch some traffic to the backup channel, thereby allowing efficient use of all existing bandwidth between switches. Due to the flexible mechanisms for determining the quality of service delivery, our method allows to optimize the solution for any need of existing networks, and do not require serious business investments at due to the use of open software.

There are many ways to control load of data networks. Thus, when using IP packets [1] there is a possibility to use two or more ways of achieving the recipient that allows to balance the traffic. When working with frames [2] this approach is not possible, because the presence of two or more ways to cause loop traffic and as a result the "storm." To prevent loop traffic to Ethernet networks used algorithms prevent loops, such as STP, RSTP and MSTP. Algorithms are used to automatically build the spanning tree. They calculate the best routes between all the devices, according to certain rules, and automatically lock (disable) ports, in case of detection loops [3]. To determine the routes and control connections are constantly are sent service packs (Bridge Protocol Data Units, BPDU) [4]. In case of change structure of the network produced its reconfiguration. Consider the principle of algorithm loop guard. Figure 1 shows a conventional ring topology of switches.

As the root, selected switch -1. STP protocol provides a logical ring break -2. Break made the switch 3 and fixed in his memory. Neighboring switch -10, located on the other side of the break, such information has not. The presence logical break of ring divides ring into two branches, in which the information is to the side of the root switch -1 moves toward and against the direction of clockwise, respectively (arrows above). Switch ports are directed towards the main switch are considered active (blackened), and other ports of the ring - redundant. Information on the cost of paths send at ring in special fields "path cost" service frames (BPDU). Logical break don't obstructs passed along the network frames BPDU.

Serious shortcomings such use is the consideration of only the nominal bandwidth connections between switches and the number of switch between points. When the spanning tree completely, all backup links is disabled. Backup links are not used for data transmission and included only in case of damage to the main channel. Such distribution channels may lead to the fact that one of the ports can be overloaded local traffic, and the real bandwidth in relation to the transit of traffic passing through the spanning tree may differ significantly from the nominal. As a result, the switches may have large queues and traffic delays.

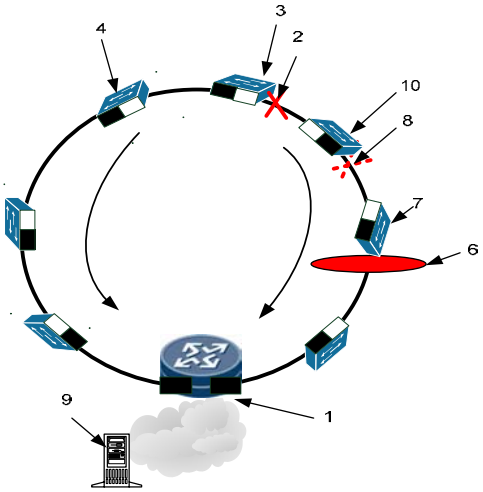


Figure. 1. Segment of access data network Ethernet.

In order to optimize traffic, are encouraged to consider the real load, each of the switch ports. When overloaded, the whole (or a part of traffic) passing through the congested switch port adaptively switch to a backup path. Under overload switch port refers to the availability of frames in the queue for this port. In non-congested condition, are no queue in the ports. The queues is checked using a standard mechanism inherent in the switch. This functionality is used in all modern switches. Implementation of the migration process point break at overloads can be done in different ways. Propose changes in the cost way to implement the transfer point break using the software installed on the management server.

Algorithm for balancing the traffic of Ethernet ring networks, applied to execution to the software.

Server implementation of the algorithm provides the following:

Network diagram represents access switches connected to the node aggregation -1 and a certain server -9 used in any existing network to monitor the status of communication nodes. This server can be located anywhere on the network but have access to the any IP address of any element of the network.

The algorithm considers an overload in the output ports of switches and provides opportunity reduce overload, due to the successive transfer point -2 logical break rings in direction to overloaded switch. For example, in the event of an overload -6 on the output switch port -7, the break moves to position -8. Thus, the traffic from switch -10 is transmitted toward the root switch of the backup path (anticlockwise), resulting in a discharge switch -7. If the overload is not eliminated, and on the left branch does not have any additional overload, then through the selected time interval timer ”switch logical ring” (SLR), the next logical break point ring moves one step in the direction of an overloaded switch, etc. With the disappearance of overload break point moves to the starting position.

Consider the method of transfer point break during overloads, based on the use of software installed on the management server. In the process of software configuration, are entered IP addresses of switches, indicating the address of the switch hook up directly to them. The survey is conducted by SNMP [5] protocol, which allows get information by sending control messages OID [6] on the switch. OID1 requests the status of the queues at the output ports of switches, OID2 requests numbers of logical rings for this port, OID3 determine whether this switch is root, OID4 changes the value cost for operating protocols of STP for this port, OID5 cancels the change of value cost of the port.

Survey switch occurs cyclically, with a specified interval of time, starting with the first entry of IP address management. The survey ends with the last of the list of addresses included in the list management server. The polling interval is determined by a timer query switches (QA), and can be changed by the operator network monitoring. Server contains a parameter determinative number of frames in a queue (NF) and is responsible for beginning of work traffic balancing algorithm. In switches available the counter that tracks queue sizes in each of the ports. In the survey, the server queries the queue sizes in each of the switch ports, and compares with the specified server value NF. If the size of the queue in a ports on the switch greater than NF, then turned on traffic balancing algorithm.

QS and NF parameters allow you to use the algorithm for all types of traffic, and for any features of the existing network. For example, using a larger value of NF and long time at QS to provide ability ignore short-term overloads. Small as the value for NF and OK to avoid deterioration quality of service (QoS) for traffic,

like delay and jitter. After fixing using OID1 availability overload physical port (number of frames in the queue exceeds a set value NF), in this switch sent OID2, determines the number of of logical rings in which the overloaded port is active. for achieving root switch -1.

From the resulting list of logical rings selected logical ring with the highest number. Further, in the direction of the switch committed the overload sent questionnaire OID3. OID3 determines whether this switch is root or did this switch have blocked for selected logical ring. If the switch -7 is not a boundary for the considered logical ring goes, further questioning switches. If the specified logical switch contains a blocked port, then it is the boundary, and to this switch sent OID4, changing the value of port cost in the selected logical ring to the maximum value.

Change of cost guaranteed to get you to change the path to root switch from the switch -10, and therefore move the break point from the position -2 of the ring in position -8. This method changes the value of the path allows use of the mechanisms incorporated in implementation of the standard protocol MSTP.

Further, generated record at the server software, showing the switch numbers of switch, number of logical ring and the port whose value has been changed. This record is stored in memory. Simultaneously, starts the timer of save the change path cost (CPC). At excess the time set in the timer, from the server side to the switch send OID5, returns previously modified path cost to its original state.

And at each step, using OID3 determined by two parameters: whether this logical switch have blocked port and did it is the root switch . If the logical switch is not the root switch or a boundary performed survey next switch. If, in the case of the cycle survey boundary switch -3 determined before to identify the root switch, then the OID4 send to the previous switch -10, for change the path cost.

In the case of determine the main before determine the boundary switch, OID4 send on the next switch at list switch for change the path cost.

Such a selection switch for sending OID4, made mean the complexity of determining the direction of traffic in the boundary switch. Software has no information to what switch -4, -10 or -2 connected blocked port. Adding this information to the software is unduly time consuming and affects the scalability of the network.

Using the neighboring of the boundary switch allow switching of the traffic from port with overloaded on the backup channel. Amount switched traffic matches the traffic generated by users connected by no more than two access switches. In the case with not termination overload, in accordance with timer SLR, switching logic switches to the backup channel will be in turn, starting with the highest numbers in the logical ring using the overload point as the primary path.

If, as a result of switching traffic overload is found in any other switch, different from switch the overload, the software is consistently delete existing records of change of cost path, thereby generating OID5 for sequential system returns to its original state. Later, when the disappearance of overload occurs consistent traffic switches back to the "main" channels. Software, on the expiration of a timer SLR removes appropriate record stored in memory, and command OID5, removes highest bit values in the cost of the port. Thus, changes in highest bit field "path cost" guaranteed to get you change the path to the main switch, the switch from -10, and therefore move the break point in the ring make the initial position -2.

Conclusion

The developed algorithm improves the efficiency of data transmission networks, and improves traffic processing, such as latency and packet loss. The algorithm does not change the spanning tree protocol, but only uses the mechanisms available data protocols. With the ability to take into account different index appeared processing engine traffic based on a number of criteria, such as the time of day or time of year, which allows for any distribution of traffic, conceived by the operator.

References

1. Victor and Natalia Olifer, information and analytical materials. http://www.opennet.ru/docs/RUS/ip_network/glava_4.html, viewed 5 March 2014.

2. Base of Ethernet. Ethernet Layer 2: Frame format and addressing at the link layer. http://admindoc.ru/774/ethernet-ethernet-layer-2/viewed 27 March 2014.

3. Loopdetect. http://animage.me/?p=137viewed 27 March 2014.

4. Wikipedia.BPDU. http://ru.wikipedia.org/wiki/BPDU viewed 27 March 2014.

5. Semenov Y.A. Management protocol SNMP. http://book.itep.ru/4/44/snmp_4413.htm viewed 27 March 2014.

6. Mark Silinio. Commands reference Net-SNMP http://www.opennet.ru/docs/RUS/net-snmp/viewed 27 March 2014.

7. Net-SNMP Tutorial - Commands http://ru.wikipedia.org/wiki/BPDU , viewed 27 March 2014.