

Балиж К.С., к.т.н.

*Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
bks@se.zgrad.ru*

Новый подход к формированию и комплексированию бортовых систем

На сегодняшний день, бортовые системы управления аэрокосмической техники традиционно основаны на архитектуре единого вычислительного ядра, соединённого с исполнительными узлами и блоками. Такая архитектура давно зарекомендовала себя высокой надёжностью за счёт резервирования и, при необходимости, возможностью быстрой замены периферийных узлов, блоков и модулей. Однако, с вступлением в эру цифровизации, разработчики всё чаще сталкиваются с технологическим ограничением увеличения скоростей обмена потоковыми данными, связанным с необходимостью поочерёдной обработки данных единым вычислительным центром системы, а также разнородным набором интерфейсов, что влечёт за собой расширение номенклатуры используемых узлов и переходников для обеспечения обмена данными.

Применение единого универсального интерфейса в бортовом оборудовании невозможно, поскольку узлы, блоки и периферийные устройства имеют различное функциональное назначение, конструкцию и технические особенности. Кроме того, различные интерфейсы адаптированы под выполнение задач различных уровней иерархии системы. Тем не менее, в последние годы этому направлению уделяется пристальное внимание разработчиков, и постепенно внедряются интерфейсы, унифицированные по какому-то одному или нескольким параметрам.

В качестве нового подхода к формированию и комплексированию бортовых систем предлагается рассмотреть концепцию, включающую в себя как интеграцию объектов реального времени и бортовых устройств в единую сеть, так и конструктивную интеграцию на основе «систем на кристалле» и «систем в корпусе».

Так, сетевая интеграция бортовых устройств наиболее эффективно может осуществляться на основе стандарта ГОСТ Р 70020-2022 «Интерфейсы и протоколы высокоскоростного межприборного информационного обмена и комплексирования бортовых систем космических аппаратов SpaceWire-RUS», вступившего в силу на территории РФ с 01.06.22 г.

Логическим продолжением сетевой интеграции бортовых устройств является построение глобальной космической инфраструктуры, реализующей распределено-групповой принцип организации управления орбитальными группировками космических аппаратов (КА). До настоящего времени каждый КА управлялся индивидуально, независимо от других аппаратов.

В отличие от такого подхода, глобальная космическая инфраструктура отвечает за управление космической группировкой в целом и каждым входящим в её состав КА. Она берет на себя все функции управления движением каждого КА из состава группировки, их ориентацией относительно Земли и друг друга, электропитанием и тепловым режимом, т.е. выполняет все функции платформы КА, но на новом уровне, используя возможности не индивидуального КА, а всей группировки в целом.

Существенной новой функцией космической инфраструктуры является обеспечение высокоскоростного информационного обмена с наземными пунктами и между КА в составе группировки. Это обеспечивает обмен целевой информацией между «полезной нагрузкой» и наземными пунктами управления и потребителями информации в реальном масштабе времени, независимо от нахождения каждого конкретного аппарата в зоне видимости с наземных пунктов. При этом для реализации связи «космос-земля» целесообразно использовать высокоскоростные каналы радиосвязи, а для межспутниковой связи – лазерные линии связи. Применение перспективных интерфейсов SpaceWire-GigaSpaceWire-SpaceFibre с единым протоколом обмена верхнего уровня, гарантирует сквозную трансляцию данных от пользователя к конечному устройству полезной нагрузки КА и в обратном направлении.

За «полезной нагрузкой» остаётся выполнение целевой функции: съёмки в оптическом диапазоне, радиолокации, связь с конечными наземными абонентами. Высокоскоростной обмен

информацией с наземными пунктами управления берет на себя космическая инфраструктура. Существенно, что использование возможностей космической инфраструктуры по высокоскоростному обмену информацией в реальном масштабе времени позволяет полезной нагрузке предоставлять новые услуги связи: доступ к сети интернет и голосовую связь, интернет вещей и др.

Балиж К.С., к.т.н., Ракитин А.В., к.т.н.
Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
bks@se.zgrad.ru, avr@se.zgrad.ru

Формирование семейств интерфейсов, как направление унификации бортового оборудования

При передаче потоковых данных в вычислительных сетях особые требования предъявляются к качеству сервиса, где критичными параметрами являются время и достоверность доставки пакетов данных. Зачастую, при проектировании систем встаёт вопрос преимущества успешных и отработанных технических решений. Традиционно в вычислительной технике и системах управления применяется большое количество разнородных интерфейсов, отличающихся назначением и реализацией. Обычно при проектировании систем используют ранее применяемые интерфейсы, не в полной мере отвечающие требованиям разрабатываемой системы, что может влиять на её работоспособность и функциональные возможности.

В бортовых системах управления авиакосмической техникой, как и во всех прочих, надёжность работы является одним из определяющих факторов. Для повышения надёжности проектируемой системы рекомендуется следовать следующим основным принципам:

- выбор топологии бортовой информационной системы должен учитывать открытость её архитектуры, а организация потоков данных по каналам информационного обмена должна обеспечивать максимальную сбое- отказоустойчивость бортовой вычислительной сети;
- применение функционально завершённых быстросъёмных модулей оконечных устройств с целью унификации коммуникационной среды;
- использование заделов и практического опыта внедрения помехоустойчивых и высокопроизводительных интерфейсов.

Выбор основного интерфейса системы определяется совокупным набором его характеристик и функциональных возможностей. В зависимости от типа разрабатываемой системы и её функциональной нагрузки, различается уровень сложности иерархии комплекса в целом, и его подсистем в частности, а соответственно, различается количество абонентов коммутационной структуры. Однако, следует учитывать, что использование единого универсального интерфейса в бортовом оборудовании невозможно, поскольку различные интерфейсы адаптированы под выполнение задач различных уровней иерархии системы. Также, стоит отметить, что с целью оптимизации массогабаритных параметров бортового оборудования, необходимо внутри системы использовать интерфейсы тех типов, которые используются для соединения с датчиками и прочими системами бортового оборудования. Периферийные устройства различного функционального назначения, как правило, поддерживают строго определённые интерфейсы, что лишает разработчика возможности выбора. Поэтому, в зависимости от проектных требований, системный интерфейс может быть ориентирован на высокую скорость передачи информации либо на простоту и удовлетворительную стоимость реализации.

Решение задачи унификации функциональных блоков бортовых систем в первую очередь требует ответа на вопрос интеграции разнородных интерфейсов гетерогенных узлов, модулей и блоков. Для адаптации к различным условиям применения, структура коммутационной среды должна быть универсальной и обеспечивать возможность сквозного обмена данными между всеми узлами и блоками бортовой системы. Для этого требуется развитая система цифровых интерфейсов, обеспечивающих достоверную передачу информации в виде пакетов, транслируемых из вычислительных блоков на конечные периферийные устройства, что возможно только с применением интерфейсов с единым протоколом, используемых на всех уровнях иерархии системы.

Объединение бортовых устройств с помощью единого семейства интерфейсов даст значительный технико-экономический эффект за счёт организации унифицированного обмена информацией между приборами и внутри самих вычислительных средств. Унифицированные и

стандартизированные интерфейсы должны обеспечивать сохранение электрической и программной совместимости, а также обеспечивать возможность построения резервируемых систем с различной степенью кратности.

На примере перспективных интерфейсов SpaceWire-GigaSpaceWire-SpaceFibre с единым протоколом верхнего уровня, возможно наглядно проследить описанные выше преимущества предлагаемого подхода.

Бейлекчи Д.В.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
dmibei@yandex.ru

Применение модели фильтрации акустических помех в речевом сигнале на основе рекуррентной нейронной сети

Одной из основных проблем в телекоммуникационных системах громкоговорящей связи является наличие акустических помех и шумов, поступающих на входной микрофонный тракт вместе с полезным сигналом, который может привести к потере информации или ее искажению при передаче данных через интернет по протоколу VoIP [1]. Поэтому фильтрация помех требует применения и исследования эффективности соответствующих алгоритмов, рассматриваемых в работах [2, 3].

Основной задачей данной работы является исследование и оптимизация алгоритма фильтрации аддитивных помех, основанного на рекуррентной нейронной сети и определение наиболее эффективных параметров модели, которые могут обеспечивать качественную передачу и прием данных в условиях различных помех и шумов.

Исследование проводится для разработки алгоритмов программного обеспечения устройств, применяемых в телекоммуникационных системах диспетчерской и оперативно-командной связи.

Программная система фильтрации аддитивных помех, приведенная на рис.1, реализуется при помощи рекуррентной искусственной нейронной сети (ИНС), на основе адаптированного алгоритма [4].

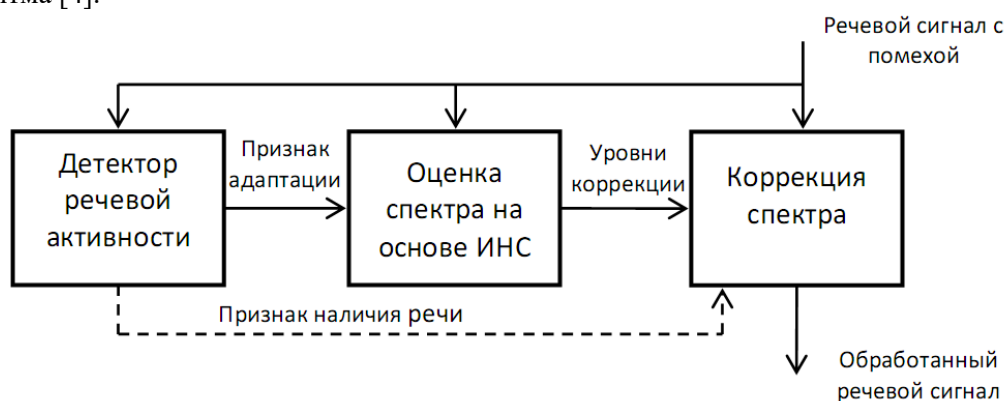


Рис. 1. Структура системы фильтрации аддитивных помех в речевом сигнале

Используемая в алгоритме ИНС, приведенная на рис.2, построена на основе управляемых рекуррентных блоков (GRU-сеть) и состоит из трех скрытых слоев с общей архитектурой 42-24-48-96-22 (всего 232 нейрона).

Входным вектором ИНС является набор вычисленных признаков речевого сигнала, которыми являются огибающие спектра сигнала – 22 усредненных значений для частотных полос по логарифмическому представлению спектра сигнала, а также 20 значений оценок корреляционной функции исходного сигнала, вычисленных по спектральным коэффициентам для учета основного тона речевого сигнала.

Выходным вектором ИНС являются 22 уровня коррекции, которые представляют собой уровни усиления частотных полос.

Спектр сигнала вычисляется алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ), спектральные составляющие совместно с полученными уровнями усиления используются при коррекции спектра при наличии признака речи, результирующий сигнал вычисляется при помощи обратного БПФ над скорректированными спектральными составляющими.

Детектор речевой активности, формирующий признак наличия речи является частью ИНС, имеет один выход и реализуется при помощи рекуррентного блока на основе выходов первого скрытого слоя.

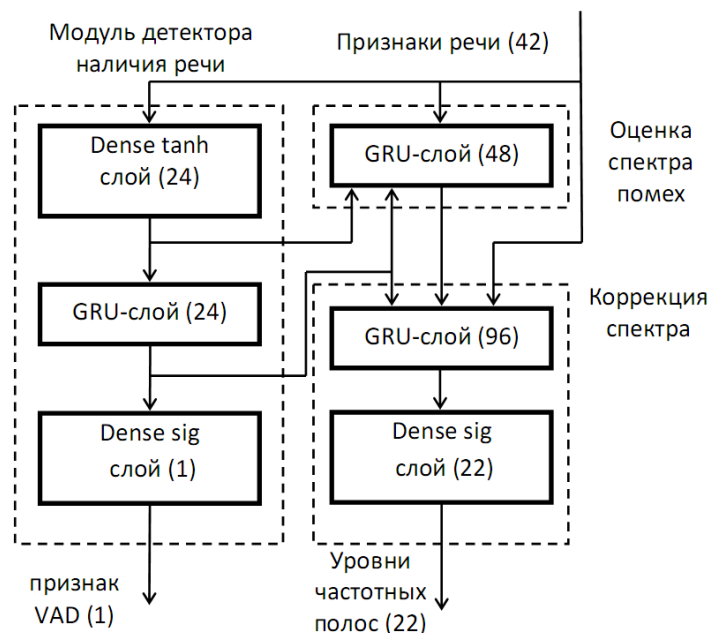


Рис. 2. Модель обработки речевого сигнала при помощи рекуррентной нейронной сети

Исследование реализации алгоритма при использовании вычислений с плавающей точкой на одноплатном компьютере Raspberry Pi 3 с процессором архитектуры Cortex-A53 и частотой 1.2 ГГц, показывает загрузку процессора данным алгоритмом до 20% на одном потоке речевого сигнала.

Оптимизация количества формируемых признаков для обработки нейронной сетью, а также использование целочисленных операций и операций с фиксированной точкой при вычислении признаков и реализации ИНС, обеспечат реализацию данного алгоритма на микроконтроллерах архитектур Cortex-M4F и Cortex-M7 (с поддержкой операций с плавающей точкой), что позволит использовать вместо одноплатных компьютеров более компактные и недорогие процессорные модули, в том числе отечественного производства.

Литература

1. Столбов М.Б. Основы анализа и обработки речевых сигналов: Учебное пособие. – Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2021. – 101 с.
 2. Kropotov Y.A., Holkina N.E., Beilekchi D.V., Proskuryakov A.Y. Identification and estimation of acoustic signals parameters in telecommunication systems of audio exchange. Journal of Physics: Conference Series, 2018, DOI:9.1088/1742-6596/1096/1/012192.
 3. Бейлекчи Д.В. Обработка акустических сигналов методами локального анализа в телекоммуникационных системах / Д.В. Бейлекчи, В.А. Ермолаев, Ю.А. Кропотов, // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015.- № 1 (17). - С. 49-56.
- Valin, Jean-Marc. (2018). A Hybrid DSP/Deep Learning Approach to Real-Time Full-Band Speech Enhancement. DOI:10.1109/MMSP.2018.8547084.

Колпаков А.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
desT.087@gmail.com

Результаты исследования и разработки вопросов повышения производительности микширования аудиопотоков в многопоточных телекоммуникационных системах

При разработке систем громкоговорящей связи, имеющих режим конференции, одним из основных алгоритмов, требующих внимания разработчиков, является алгоритм микширования аудиопотоков. Т.к. данный алгоритм при наличии большого количества абонентов требует повышения производительности обработки данных, то очевидным путем оптимизации производительности является использование многопроцессорной обработки данных.

Ранее исполнителями исследования был представлен разработанный алгоритм расширенного микширования для систем громкоговорящей связи, реализованный с использованием возможностей распараллеливания графического процессора. На текущий момент реализация данного алгоритма на языке программирования устарела, поэтому была разработана новая реализация с учетом появившихся технологий. Т.к. реализация алгоритма на языке шейдеров является громоздкой и труднооптимизируемой, для новой реализации был выбран язык C++ с применением технологии NVIDIA CUDA.

Представленный алгоритм основан на преобразовании текстурных блоков и производит обработку в два прохода. Схема преобразования приведена на рисунке 1.

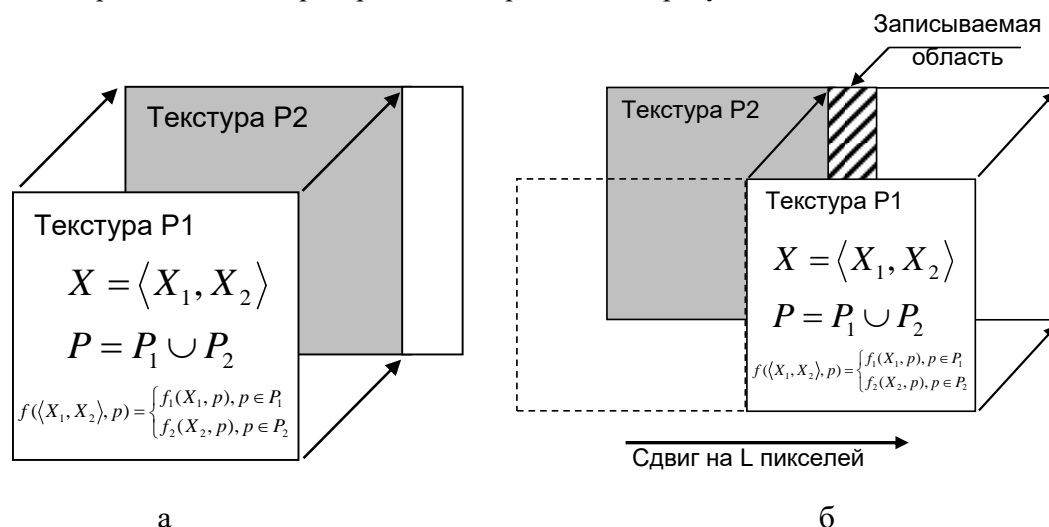


Рис. 1 – Разработанный алгоритм расширенного микширования для систем громкоговорящей связи, а – первый проход алгоритма, б – второй проход алгоритма

Для уточнения практических характеристик разработанного алгоритма было проведено экспериментальное исследование данного алгоритма в сравнении с библиотекой cuSignal – библиотекой обработки сигналов с ускорением GPU на Python.

Методика экспериментальных исследований заключалась в следующем:

1. Определение времени обработки разного количества семплов с разной продолжительностью. Были сформированы семплы звуковых сигналов размерностью 3, 30 и 60 секунд и проводилось микширование семплов количеством от 10 до 100 с шагом 10. Далее вычислялось среднее время обработки данных при заданных параметрах.

2. Определение загруженности вычислительного модуля в процентах при обработке данных с различными параметрами микширования.

Результаты экспериментальных исследований приведены на рисунке 2.

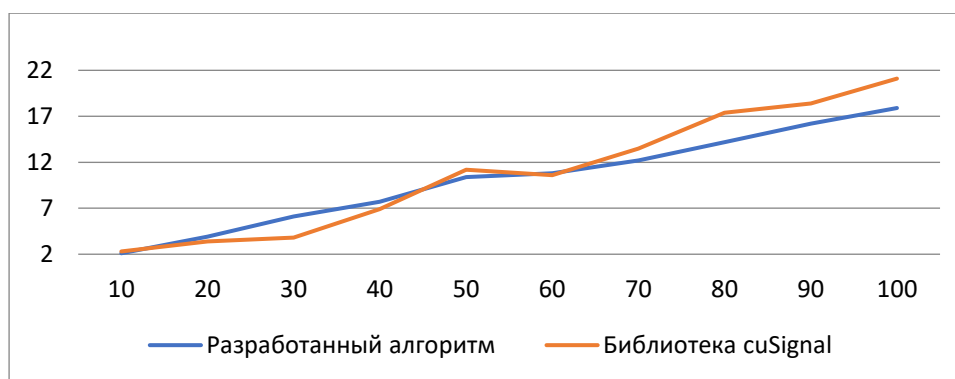


Рис. 2 – Экспериментальное исследование загруженности вычислительного модуля при обработке семплов размером 60 с

Из полученных в ходе экспериментального исследования результатов были сделаны следующие выводы:

1. Исследование времени, затраченного на обработку семплов, показало, что разработанный алгоритм требует дальнейшей оптимизации, однако его показатели достаточны для использования в разрабатываемых телекоммуникационных системах.

2. Загруженность вычислительного модуля при размере семплов менее 30 секунд меньше для алгоритма из библиотеки cuSignal, однако при увеличении размерности семплов выше 60 секунд разработанный алгоритм показывает схожие характеристики. Это показывает, что применяемые при разработке данного алгоритма методы являются корректными и оптимальными для выбранной платформы.

В целом, результаты исследования показали, что разработанный алгоритм является актуальным и может быть использован для разработки современных телекоммуникационных систем.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-20174

Литература

1. Директоров Н.Ф., Катанович А.А. Современные системы внутрикорабельной связи. / Н.Ф. Директоров, А.А. Катанович – СПб.: Судостроение, 2001. – 256
2. Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А., Бейлекчи Д.В. Обработка акустических сигналов методами локального анализа в телекоммуникационных системах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – № 1 (17). – С. 49-56.
3. Kropotov Yu.A., Kolpakov A.A. On the transmission of asynchronous data streams over packet switched networks with random multiple access // International journal of computer networks and communications. – 2018. – vol. 10, no. 2. – pp. 107-117a.
4. Кропотов Ю.А., Бейлекчи Д.В., Белов А.А., Ермолаев В.А., Карасев О.Е., Колпаков А.А., Коноплев А.Н., Проскуряков А.Ю. Информационно - управляющие телекоммуникационные системы аудиообмена и автоматизированного мониторинга // Радиотехнические и телекоммуникационные системы – 2014. – № 1 (13). – С. 99-113.
Kropotov Yu.A., Belov A.A., Proskuryakov A.Y., Kolpakov A.A. Mathematical models of telecommunication systems with acoustic feedback // 2019 International Multi-conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FAREASTCON 2019. – 2019. – pp. 8934203.

Косяков А.А.

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»
124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, 1
alexandr.kosyakov.rt118@gmail.com

Организация гарантированной передачи данных между подвижными абонентами в сложной помеховой обстановке на основе технологии LoRa

Исследование фокусируется на оптимизации беспроводной связи для обмена данными между подвижными объектами в условиях сложных помех с использованием технологии LoRa. На основе проведенных исследований разработана программа тестирования, способная в реальном времени изменять параметры передачи данных и отслеживать количество потерянных пакетов. Анализируются ключевые факторы, влияющие на эффективность передачи данных, такие как многолучевое распространение сигнала и динамические изменения среды.

Была разработана программа тестирования, позволяющая в режиме реального времени изменять параметры передачи данных, такие как полоса частот и коэффициент расширения (SF), а также отслеживать количество потерянных пакетов. Это позволяет проводить эксперименты с различными конфигурациями передачи данных в условиях металлического окружения и определить оптимальные настройки сети. Ниже представлена таблица с использованными режимами работы. Чувствительность приемника рассчитывается по формуле:

$$S = -174 + 10 \log_{10} BW + NF + SNR$$

Коэффициент шума (NF) является мерой ухудшения отношения сигнал/шум (SNR), вносимого компонентами системы связи. Проще говоря, коэффициент шума системы определяет количество шума, добавляемого к сигналу при его прохождении через систему. Чем ниже коэффициент шума, тем меньше шума добавляется к сигналу и тем выше SNR на выходе. У LoRa NF = 6 дБ.

Отношение сигнал/шум (SNR), требуемое на входе приемника, зависит от коэффициентов расширения (SF), указанных в технической документации на LoRa. Более высокий SF увеличивает дальность действия приемника LoRa.

Таблица 1 – Режимы работы беспроводного соединения с использованием технологии LoRa

Режим	Полоса частот (BW)	Коэффициент расширения (SF)	Отношение сигнал/шум (SNR)	Расчетная чувствительность	Скорость передачи данных
1	125 кГц	7	-7.5	-124.5 dBm	5.47 kbps
2	125 кГц	8	-10	-127.0 dBm	3.13 kbps
3	125 кГц	9	-12.5	-129.5 dBm	1.76 kbps
4	125 кГц	10	-15	-132.0 dBm	977 bps
5	125 кГц	11	-17.5	-134.5 dBm	537 bps
6	125 кГц	12	-20	-137.0 dBm	293 bps
7	250 кГц	7	-7.5	-121.5 dBm	10.94 kbps
8	250 кГц	8	-10	-124.0 dBm	6.25 kbps
9	250 кГц	9	-12.5	-126.5 dBm	3.52 kbps
10	250 кГц	10	-15	-129.0 dBm	1.95 kbps
11	250 кГц	11	-17.5	-131.5 dBm	1.07 kbps
12	250 кГц	12	-20	-134.0 dBm	586 bps
13	500 кГц	7	-7.5	-118.5 dBm	21.88 kbps
14	500 кГц	8	-10	-121.0 dBm	12.50 kbps
15	500 кГц	9	-12.5	-123.5 dBm	7.03 kbps
16	500 кГц	10	-15	-126.0 dBm	3.91 kbps
17	500 кГц	11	-17.5	-128.5 dBm	2.15 kbps
18	500 кГц	12	-20	-131.0 dBm	1.17 kbps

Исследование выявило, что в металлических лабиринтах возникают отражения и рассеивание сигнала, создавая многолучевое распространение. Программа тестирования анализирует воздействие этого фактора на качество передачи данных. Динамические изменения среды, такие как движение железнодорожных составов и другие преграды, также учитываются для создания адаптивных методов передачи данных, способных справляться с динамикой окружающей среды.

Исследование позволяет выявить оптимальные комбинации полосы частот и коэффициента расширения для минимизации потерь данных в условиях сильных помех. Предложенный подход открывает перспективы для более надежного и эффективного обмена данными на расстоянии. Дальнейшие исследования могут сосредоточиться на расширении методологии и оптимизации других параметров передачи данных.

Оптимизация беспроводной связи с использованием технологии LoRa для подвижных объектов в условиях сложных помех представляет собой ключевой этап в обеспечении стабильного обмена данными. Уверенность в перспективах дальнейших исследований и инноваций в этой области выражается как ключевой результат проведенной работы.

Курилова-Харчук С.М., Курилов И.А., Ермакова А.Ю.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
 образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
 университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23
 kh@mivlgu.ru

Устройство частотного разделения сигналов с согласованием междуполосных переходов

Построение излучающих акустических фазированных решеток с оптимизацией параметров (звуковое давление, многолепестковость диаграммы направленности и др.), требует разделения диапазона рабочих частот на ряд поддиапазонов. При этом важным требованием к показателям устройств частотного разделения является обеспечение линейности результирующей частотной характеристики (ЧХ) как устройства разделения, так и антенной решетки в целом.

В докладе рассматривается устройство частотного разделения, обеспечивающее как линейность ЧХ на границах частотных поддиапазонов, так и реализацию фильтров нижних частот (ФНЧ), фильтров верхних частот (ФВЧ) и полосовых фильтров с использованием либо только ФНЧ, либо только ФВЧ – базовых фильтров. Базовые фильтры могут быть реализованы как в цифровом, так и в аналоговом вариантах.

Особенность исследуемого подхода заключается в следующем. Весь диапазон рабочих частот антенны разбивается на заданное число поддиапазонов. Для каждого формируемого поддиапазона левая часть ЧХ последующего поддиапазона, формируется линейным преобразованием правой части ЧХ предыдущего поддиапазона. А правая часть характеристик каждого поддиапазона определяется характеристиками базовых фильтров, например ФНЧ. Или ЧХ базовых ФВЧ, если все поддиапазоны формируются на основе базовых фильтров типа ФВЧ.

Один из вариантов модели формирования частотных поддиапазонов для четырех поддиапазонов с использованием трех базовых ФНЧ представлен на рис. 1. Здесь символами $Q_{1,2,3}(f)$ – обозначены передаточные характеристики соответствующих базовых фильтров. Выходы 1, 2, 3 и 4 соответствуют выходам устройства для четырех поддиапазонов частот.

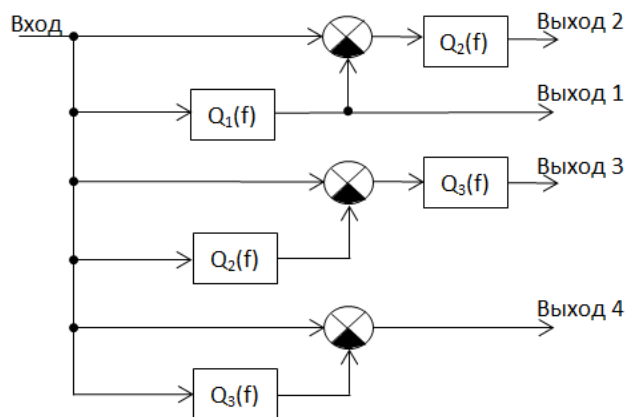


Рис. 1

При моделировании, характеристики трех базовых ФНЧ аппроксимированы следующими функциями соответственно:

$$Q_1(f) = \exp[-n_1(f-f_1)] [1 + \exp[-n_1(f-f_1)]]^{-1},$$

$$Q_2(f) = \exp[-n_2(f-f_2)] [1 + \exp[-n_2(f-f_2)]]^{-1},$$

$$Q_3(f) = \exp[-n_3(f-f_3)] [1 + \exp[-n_3(f-f_3)]]^{-1},$$

где f – частота (кГц), $n_{1,2,3}$ – коэффициенты характеристик соответствующих фильтров, $f_{1,2,3}$ – частоты среза фильтров по уровню -6 дБ.

На рис. 2 представлены ЧХ при разбиении диапазона 12,5 кГц, на четыре поддиапазона: 0...3 кГц, 3 кГц...6 кГц, 6 кГц...9 кГц, 9 кГц...12,5 кГц. Соответственно $f_1=3$ кГц, $f_2=6$ кГц, $f_3=9$ кГц.

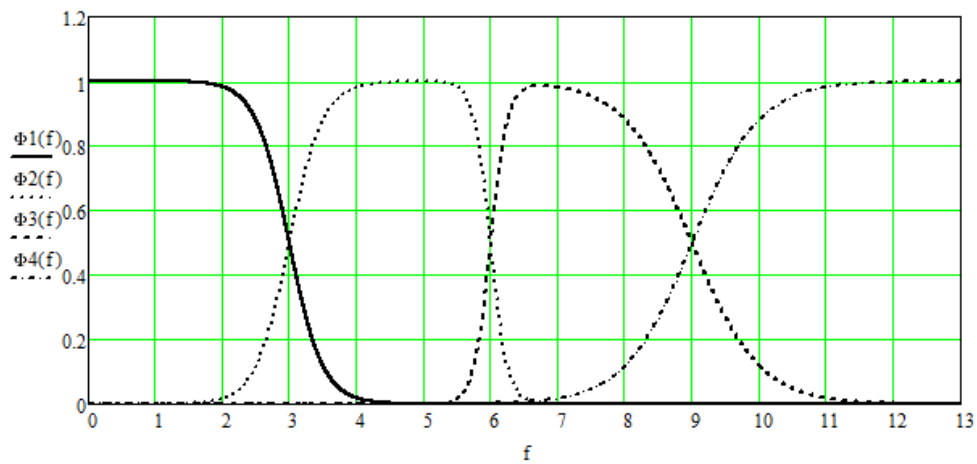


Рис. 2

Для наглядности выбраны разные параметры ЧХ базовых ФНЧ: $n_1=4$, $n_2=8$, $n_3=2$. Из графиков следует, что устройство обеспечивает линейность результирующей ЧХ во всем заданном диапазоне частот.

Курилова-Харчук С.М., Курилов И.А., Ермакова А.Ю.
Муromский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23
kh@mivlgu.ru

Формирователь сигналов ФАР с поверхностным распределением диапазона рабочих частот

Акустические излучающие фазированные решетки (ФАР) показали свою эффективность при формировании пространственных сигналов. Они обеспечивают построение заданной диаграммы направленности и позволяют развивать высокое акустическое давление полезного сигнала.

Особенностью акустических ФАР, в отличие от ФАР работающих с электромагнитными сигналами, является зависимость эффективно создаваемого давления от суммарной площади излучающей поверхности.

Поскольку эта зависимость носит обратный характер, для сигналов в каждом диапазоне частот значение оптимальной площади различно. При неизменной суммарной площади излучения, с повышением частоты сигнала наблюдается как формирование избыточного давления, так и увеличение количества боковых лепестков диаграммы направленности акустической ФАР.

Разделение рабочего диапазона частот на поддиапазоны и распределение сигналов данных поддиапазонов между различным количеством излучающих элементов в ФАР, позволяет оптимизировать площадь излучения для каждого поддиапазона частот и оптимизировать характеристики ФАР.

На рис. 1 представлена схема с разделением излучающей поверхности ФАР на три поддиапазона. На схеме обозначено: Ф1, Ф2, Ф3 – фильтрующие устройства соответственно для первого, второго и третьего поддиапазонов; С1, С2 – линейные сумматоры; У1, У2, У3 – усилители соответственно - первого, второго и третьего поддиапазонов частот.

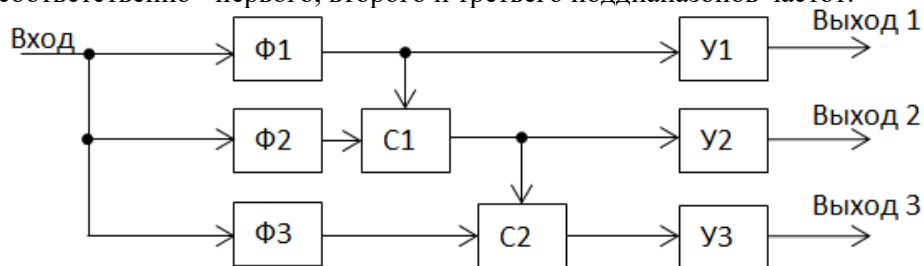


Рис. 1

При оптимизации ФАР с использованием N поддиапазонов, схема принимает вид, изображенный на рис. 2. Здесь $m=N-1$ максимальный номер линейного сумматора; $L=N-2$ номер сумматора, предшествующий максимальному.

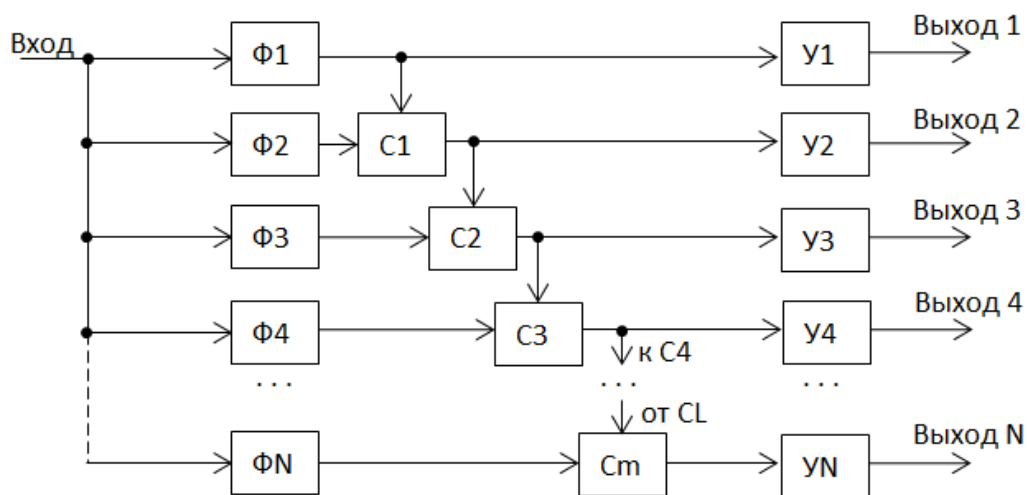


Рис. 2

Приводятся результаты моделирования формирователя и диаграммы направленности ФАР для электроакустических преобразователей с линейными частотными характеристиками в диапазоне рабочих частот и тремя видами диаграмм направленности. Результаты исследования подтверждают эффективность используемой схемы формирователя.

Митрофанова П.С., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
appolinariya.mitrofanova@mail.ru*

Система оповещения о чрезвычайных ситуациях для учебного заведения

Системы оповещения и управления эвакуацией людей в настоящее время активно развиваются и находят широкое применение. Назначение данных систем, заключается в том, чтобы оповестить людей о возникновении чрезвычайной ситуации. В современных условиях ни одно общественное место не может обойтись без подобных систем.

Основные требования к построению систем оповещения и управления эвакуацией (СОУЭ) определяются сводами правил МЧС России № СП 3.13130.2009 [1]:

- СОУЭ должна проектироваться в целях обеспечения безопасной эвакуации при пожаре;
- информация, передаваемая системами оповещения людей о пожаре и управления эвакуацией людей, должна соответствовать информации, содержащейся в разработанных и размещенных на каждом этаже зданий планах эвакуации людей;
- СОУЭ должна включаться автоматически от командного сигнала, формируемого автоматической установкой пожарной сигнализации или пожаротушения;
- кабели, провода СОУЭ и способы их прокладки должны обеспечивать работоспособность соединительных линий в условиях пожара в течение времени, необходимого для полной эвакуации людей в безопасную зону;
- управление СОУЭ должно осуществляться из помещения пожарного поста, диспетчерской или другого специального помещения, отвечающего требованиям пожарной безопасности, предъявляемым к указанным помещениям.

Для того, чтобы спроектировать систему оповещения нужно:

- оценить здание;
- определить тип СОУЭ;
- провести электроакустический расчет;
- выбрать и рассчитать количество оповещателей;
- определить количество линий;
- рассчитать нагрузки в линиях;
- выбрать технические средства СОУЭ;
- рассчитать мощность, потребляемую системой оповещения;
- выбрать средства для обеспечения бесперебойного питания СОУЭ;
- провести дополнительные расчеты.

Рассмотрим требования к системе оповещения о чрезвычайных ситуациях и вариант ее структурной реализации для учебного заведения.

По своим возможностям и ряду особенностей технического характера все СОУЭ, каждая из которых устанавливается в отдельные помещения, подразделяют на пять типов (с 1-го по 5-й) в зависимости от их назначения и количества постоянно присутствующих там людей. Различают сигнальные (1-2 типы) и речевые системы оповещения (3-5 типы) [2].

В учебных заведениях целесообразно применить СОУЭ 3-5 типа, поскольку они рассчитаны на сложные объекты с большим количеством человек. В таких системах применяют речевые оповещения, объект разделяют на зоны пожарного оповещения, есть возможность эвакуировать каждую зону.

Основными особенностями систем оповещения данных типов являются:

- автоматизированное речевое и (или) звуковое оповещение людей в здании, включение световых табло «Выход», а при необходимости – включение световых указателей направления движения к эвакуационным выходам;

- передача сигналов отдельно и поочередно по нескольким зонам оповещения в здании. При этом зоной оповещений может быть этаж (группа этажей), другие части здания, выделенные в зависимости от объемно-планировочных и конструктивных решений [3].

По степени надежности электропитания СОУЭ относится к потребителям первой категории, поэтому должна обеспечиваться электроэнергией от двух независимых источников по двум линиям, проложенным по разным трассам, с устройством автоматического ввода резерва (АВР). Независимо от наличия АВР, СОУЭ нуждается в дополнительном резервировании питания (блоке бесперебойного питания).

В системах оповещения о пожаре громкоговоритель является конечным исполнительным элементом, и его параметры оказывают решающее влияние на качество передачи аудиоинформации, а в конечном итоге и на обеспечение безопасности людей.

В нашей стране готовые технические решения в области разработки систем оповещения и управления эвакуацией людей предлагают такие компании как СИГМА, ROXTON, ITC ESCORT и др.

В работе рассматривается вариант структурной схемы системы оповещения с подключением к сети Ethernet. Благодаря такому решению появляется возможность дистанционного управления, организации фоновой аудио трансляции, например, интернет-радио по локальной вычислительной сети. Управление по сети Ethernet осуществляется при помощи устройств, поддерживающих SIP-протокол (мобильный телефон, планшет и т.д.). Данная система оповещения является комбинированной, так как есть возможность передавать информацию с помощью интерфейса RS-485 и с помощью Ethernet. Структурная схема такой системы оповещения изображена на рис. 1.

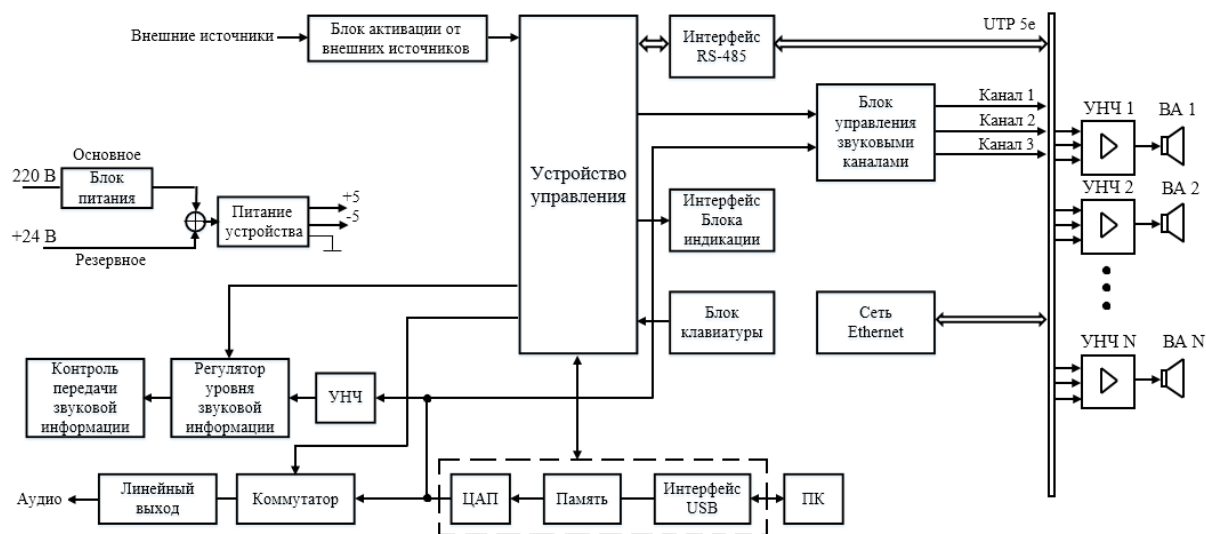


Рис. 1. Структурная схема системы оповещения

Система оповещения содержит два источника внешнего питания: основное 220 В и резервное +24 В. Связь между блоками системы осуществляется по кабелю UTP, одна из линий которого предназначена для передачи цифровой информации по протоколу RS-485. Оставшиеся три канала используются для передачи речевой информации. Для хранения речевых сообщений блок оснащен энергонезависимой памятью. Как показали расчеты, для записи речевых сообщений в формате MP3 длительностью около 30 минут потребуется память объемом около 32 Мбайт. Запись сообщений осуществляется с помощью специального программного обеспечения через персональный компьютер (ПК).

Выбор нужной группы выходных усилителей нижних частот (УНЧ 1-УНЧ N), а также установка режима работы осуществляется с помощью блока клавиатуры. Для возможности работы системы в автоматическом режиме, т.е. под управлением внешних сигналов, применяется блок активации от внешних источников.

Визуальный контроль режимов работы и аудио контроль передаваемой информации обеспечивают блок индикации, а также усилитель с регулятором и динамиком.

Устройство управления обеспечивает взаимное функционирование составных частей системы, а также обработку протокола RS-485.

В докладе рассматривается структурная схема системы оповещения с каналом Ethernet и режимы ее работы, приводятся результаты расчетов такой системы для учебного заведения.

Литература

1. Свод правил МЧС России № СП 3.13130.2009 Системы противопожарной защиты. Система оповещения и управления эвакуацией людей при пожаре. Требования пожарной безопасности, Издательство «МЧС России», ФГУ ВНИИПО МЧС России, 25.03.2009.

2. Постановление Правительства РФ от 1 сентября 2021 г. № 1464 «Об утверждении требований к оснащению объектов защиты автоматическими установками пожаротушения, системой пожарной сигнализации, системой оповещения и управления эвакуацией людей при пожаре».

Кочнов, О.В. Особенности проектирования систем оповещения: учебное пособие / О.В. Кочнов, Издательство «Стерх», ИП Коськин А.М., 2012. – 154 с. Библ.: 14 назв.

Ракитин А.В., к.т.н.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
avr@se.zgrad.ru

Выбор процессора для построения систем цифровой обработки сигналов

В современных условиях перед разработчиками систем цифровой обработки сигналов (ЦОС) остро стоит проблема выбора элементной базы, доступной к заказу и получению в разумные сроки. Наиболее сложная ситуация возникает с процессорами ЦОС, и выбор здесь по существу сводится исключительно к отечественным решениям. Среди них можно выделить платформу Эльбрус (АО «МЦСТ»), платформу NeuroMatrix (АО НТЦ «Модуль») и систему на кристалле (СнК) 1892BA018 (АО НПЦ «Элвис»). Проведем сравнение указанных вариантов в разрезе возможности их применения для построения систем ЦОС.

Применительно к рассматриваемой целевой тематике, платформа Эльбрус представлена двумя СнК: 1891BM028 (Эльбрус–8С) и 1891BM12Я (Эльбрус–8СВ). Эльбрус–8С в версии 02А8 работает с тактовой частотой до 1300 МГц, поддерживает память DDR3-1600 с полосой до 51,2 Гбайт/с, и имеет типовое потребление 80 Вт. Эльбрус–8СВ в версии 12БЯ работает с тактовой частотой до 1500 МГц, поддерживает память DDR4-2400 с полосой до 68,3 Гбайт/с, и имеет типовое потребление 80 Вт (в пиковых режимах 90 Вт) при максимальной рабочей температуре +60 °С. Версии 12АЯ и 12ВЯ работают с тактовой частотой до 1350 МГц, имеют типовое потребление 90 Вт (в пиковых режимах до 110 Вт) и увеличенный верхний температурный диапазон до +85 °С. Совместно с периферийным контроллером КПИ-2 обеспечивается широкий круг интерфейсов, включая высокоскоростные 1GbE, SATA 3.0 и 16 x PCI-E 2.0. Согласно имеющимся данным, время на выполнение функции `eml_Signal_FFTFwd_CToC_32FC()` (быстрое преобразование Фурье (БПФ) для комплексных 32-разрядных операндов с плавающей запятой) размерностью 1024 составляет для Эльбрус–8С 4,41 мкс, для Эльбрус–8СВ – 3,04 мкс. При задействовании всех ядер можно оценить количество операций БПФ-2048 в секунду как $3,0 \cdot 10^5$ для Эльбрус–8С и $4,4 \cdot 10^5$ для Эльбрус–8СВ. Программное обеспечение (ПО) представлено операционной системой (ОС) «Эльбрус», ОС «Нейтрино-Э», ОС «AstraLinux», ОПО «Эльбрус».

Сопоставимым по производительности представителем платформы NeuroMatrix является СнК K1879BM8Я (NM6408), работающая с тактовой частотой до 1000 МГц, поддерживающая память DDR3 с полосой до 32 Гбит/с и имеющая типовое потребление 12 Вт (в пиковых режимах 35 Вт). Высокоскоростные интерфейсы представлены только 4 x PCI-E 2.0, Ethernet реализован лишь в версии 10/100 Мбит/с. Согласно имеющимся данным, время на выполнение операции БПФ-2048 для комплексных 32-разрядных операндов с плавающей запятой составляет 43,56 мкс на одно ядро. При задействовании всех ядер можно оценить количество операций БПФ-2048 в секунду как $2,8 \cdot 10^5$. Программное обеспечение представлено SDK, включающим в себя IDE среду, Bare Metal SDK и библиотеки специальных функций. Поддерживаемые ОС отсутствуют.

СнК 1892BA018 (СКИФ) работает при частоте управляющих ядер до 1200 МГц и ядер ЦОС до 600 МГц, поддерживает память DDR4-3200 с пропускной способностью 134.3 Гбайт/с, и имеет типовое потребление 5 Вт (в пиковых режимах 7 Вт). Поддерживается очень широкий набор интерфейсов, включая высокоскоростные 1GbE и 4 x PCI-E 3.0. Дополнительно на кристалле расположены: встроенный цифровой блок для связных и мобильных приложений, навигационное ядро, IPS ядро, видеопроцессор ARM Mali V61, графический процессор PowerVR GE8300. Согласно результатам проведенных измерений, время на выполнение операции БПФ-2048 для комплексных 32-разрядных операндов с плавающей запятой составляет 12,82 мкс на одно ядро. При задействовании обоих ядер можно оценить количество операций БПФ-2048 в секунду как $1,5 \cdot 10^5$. Программное обеспечение представлено ОС Linux buildroot, ОС «AltLinux», Bare Metal SDK и библиотеками специальных функций.

Таким образом, при примерно равной производительности в задачах БПФ, рассмотренные СнК имеют существенные различия по ряду других принципиальных и важных параметров, определяющих возможности их применения. Высокая потребляемая мощность (следовательно,

и тепловыделение), а также необходимость использования КПИ-2 не позволяют применять Эльбрус в бесшумных, компактных и мобильных устройствах. Однако, лучшие показатели производительности и большая номенклатура программного обеспечения, включая сертифицированные ОС, обеспечивают возможность относительно быстро создавать высокопроизводительные стационарные вычислители.

NM6408 при почти вдвое меньшей производительности, но и втрое меньшей потребляемой мощности, тоже плохо применим для компактных и мобильных решений. Существенным недостатком является отсутствие стандартных высокоскоростных интерфейсов, что требует введения дополнительных устройств сопряжения. Специфичные ПО, а так же процессы разработки и отладки приложений требуют значительного времени на освоение. Применение этой СнК наиболее очевидно в составе бортовых и стационарных вычислителей в качестве ускорителя.

СКИФ имеет наименьшую производительность, но и минимальную (более чем на порядок) из рассмотренных вариантов потребляемую мощность. Применение вспомогательных микросхем минимизировано. Наличие большого количества интерфейсов, вспомогательных ядер, а также развитое ПО позволяют широко применять СнК в быстрореализуемых высокопроизводительных встраиваемых, компактных и мобильных решениях.

Ракитин А.В., к.т.н.
 Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
 г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
 avr@se.zgrad.ru

Метрики производительности СнК 1892ВМ018 «СКИФ» в задачах БПФ

Одной из основных задач, стоящих при разработке систем цифровой обработки сигналов (ЦОС), является обеспечение заданной в Техническом задании или достаточной для выполнения алгоритмов обработки производительности. Главная проблема при этом заключается в определении и указании соответствующих метрик. Некогда популярные единицы измерения пиковой производительности, указываемые в IPS и FLOPS, представляют собой теоретические, не достижимые на практике оценки, которые не отражают реальной картины и только путают заказчиков и разработчиков систем. Возможно, именно поэтому многие производители процессоров ЦОС в последнее время отказались от указания пиковых значений в технических характеристиках своих изделий. Практика показывает, что производительность существенным образом зависит от оптимизации и адаптации алгоритмов обработки сигналов и управления потоками данных под выбранный процессор с учетом особенностей его внутренней структуры и набора команд. Подобная оптимизация обычно выполняется разработчиком процессора, а результирующие реализации основных алгоритмов поставляются в виде готовых программных библиотек. Именно метрики производительности библиотечных функций, используемых в дальнейшем при разработке программного обеспечения систем ЦОС, и должны использоваться для оценки достижимой производительности системы в реальных прикладных задачах.

В процессе разработки системы ЦОС автором была проведена работа по натурной оценке производительности отечественной системы на кристалле (СнК) 1892ВА018 (кодовое название «СКИФ») производства АО НПЦ «ЭЛВИС» в задачах быстрого преобразования Фурье (БПФ). Оценка проводилась для последовательного вызова функций `create_fft_obj()` и `run_fft_obj()` из библиотеки `dsp-signal-lib` на аппаратном стенде, состоящем из Отладочного модуля ELV-SMARC-CB и Процессорного модуля ELV-MC03-SMARC, работающем под управлением операционной системы Linux buildroot 4.19.106. Частота DSP-ядер СнК составляла 459 МГц. Измерения проводились для трех типов данных: комплексный 32-битный с плавающей точкой (FLOAT), комплексный 16-битный с плавающей точкой (HFLOAT) и комплексный 32-битный с фиксированной точкой (FRACTIONAL), а также двух вариантов размещения данных в памяти: во внешней SDRAM (Ext) и внутренней памяти DSP-ядра (Int). Усредненные метрики на одно DSP-ядро приведены в Таблице 1 и Таблице 2. Параллельная работа второго DSP-ядра не влияет на приведенные значения. Поэтому при задействовании обоих ядер на выполнение БПФ, количество операций БПФ в секунду может быть удвоено.

Таблица 1 – Метрики производительности СнК 1892ВА018 в задачах БПФ

Тип данных / Размерность БПФ	Количество тактов, шт. Ext / Int	Количество операций БПФ (при 459 МГц) шт./сек., Ext / Int
Complex Float-32 / 1024	14336 / 4506	32017 / 101864
Complex Float-16 / 1024	8821 / 2798	52034 / 164045
Complex Fractional-32 / 1024	8017 / 2902	57235 / 158166
Complex Float-32 / 2048	61153 / 7692	7505 / 59672
Complex Float-16 / 2048	18868 / 4476	24326 / 102546
Complex Fractional-32 / 2048	19443 / 4320	23607 / 106250
Complex Float-32 / 4096	121474 / 14210	3778 / 32301
Complex Float-16 / 4096	77221 / 7702	5943 / 59594
Complex Fractional-32 / 4096	75998 / 7554	6039 / 60762
Complex Float-32 / 8192	258515 / 26778	1775 / 17140
Complex Float-16 / 8192	175026 / 16391	2622 / 28003
Complex Fractional-32 / 8192	174812 / 15847	2625 / 28964

Таблица 2 – Метрики производительности СнК 1892ВА018 в задачах БПФ

Тип данных / Размерность БПФ	Количество тактов, шт. Ext / Int	Количество операций БПФ (при 459 МГц) шт./сек., Ext / Int
Complex Float-32 / 256	3963 / 2516	115821 / 182432
Complex Float-32 / 512	6551 / 3173	70065 / 144658
Complex Float-32 / 1024	14336 / 4506	32017 / 101864
Complex Float-32 / 2048	61153 / 7692	7505 / 59672
Complex Float-32 / 4096	121474 / 14210	3778 / 32301
Complex Float-32 / 8192	258515 / 26778	1775 / 17140
Complex Float-32 / 16384	594495 / 51977	772 / 8830
Complex Float-32 / 32768	1406750 / 154758	326 / 2965
Complex Float-32 / 65536	3320362 / 297456	138 / 1543
Complex Float-32 / 131072	7767647 / 572117	59 / 802
Complex Float-32 / 262144	15149870 / 1095637	30 / 418

В приведенных значениях хорошо прослеживается известная зависимость производительности операции БПФ от выбранного формата данных. Также видна существенная разница (более чем на порядок для больших размеров БПФ) при размещении данных во внешней динамической памяти по сравнению с размещением во внутренней статической памяти, что очевидно объясняется потерями на пересылку данных. Полученные метрики могут быть использованы разработчиками систем ЦОС при проведении расчетов и предварительной оценке производительности.

Ракитин А.В., к.т.н., Косяков А.А.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
avr@se.zgrad.ru

Контроль излучаемого сигнала в системе гидроакустической связи

В процессе разработки гидроакустической системы дальней глубоководной связи возникла частная задача контроля качества излучаемого сигнала. Решение этой задачи позволит оперативно обнаруживать выход из строя передатчика или излучателя и принять меры по устранению возникшей неисправности. Одним из возможных путей её решения является прослушивание сигнала в процессе его излучения с последующими выделением из него информационной последовательности и сравнением ее с исходной передаваемой последовательностью. Несовпадение принятой и передаваемой последовательностей будет свидетельствовать о наличии проблем в передающем тракте.

Система предназначена для передачи информации на большие расстояния и, следовательно, обеспечивает большую мощность гидроакустического сигнала. Контрольный гидрофон конструктивно предполагается разместить в непосредственной близости от излучателя, поэтому уровень полезного входного сигнала приемника будет существенно выше уровня шумов окружающей среды и помех. Тем не менее, в работе обработка сигнала проводится на фоне аддитивного белого Гауссовского шума.

Излучаемый сигнал представляет собой сигнал с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK). Модулирующая последовательность состоит из 256 символов двоичного кода, на каждый символ кода отводится 10 периодов несущей частоты. Таким образом, задача контроля качества излучаемого сигнала сводится к демодуляции BPSK и последующему сравнению демодулированной и исходной передаваемой последовательностей.

На рисунке 1 представлена структурная схема алгоритма демодуляции.

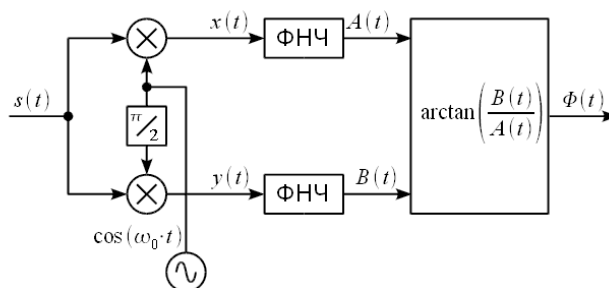


Рис. 1 – Структурная схема алгоритма демодуляции BPSK сигнала

Сначала принятый гидрофоном и оцифрованный на аналого-цифровом преобразователе с частотой дискретизации 24 кГц сигнал умножается на отсчеты квадратурных компонент несущей. Полученные составляющие поступают на фильтры нижних частот (ФНЧ) для устранения высокочастотных компонент. На выходе ФНЧ получаем:

$$A(t) = \frac{A_0}{2} \cos(m * s_m(t));$$

$$B(t) = \frac{A_0}{2} \sin(m * s_m(t)),$$

где A_0 – амплитуда сигнала, m – девиация фазы, $s_m(t)$ – модулирующий сигнал.

Отсюда можно выразить

$$\Phi(t) = \arctan\left(\frac{B(t)}{A(t)}\right) = m * s_m(t).$$

На рисунке 2 представлен результат работы алгоритма демодуляции сообщения длиной 3 символа. На рисунке 2(а) представлен график изменения фазы сигнала $\Phi(t)$, на котором можно отчетливо увидеть модулирующую последовательность. Для правильного распознавания символа кода используется накопление отсчетов значения фазы в окне равном длине символа с последующей пороговой обработкой. Для определения момента времени начала прихода полезного сигнала, можно использовать синхронизацию по каналу управления от передающей

системы или также воспользоваться пороговым методом, для чего нужно проанализировать модуль амплитуды сигнала, график которого изображен на рисунке 2(б).

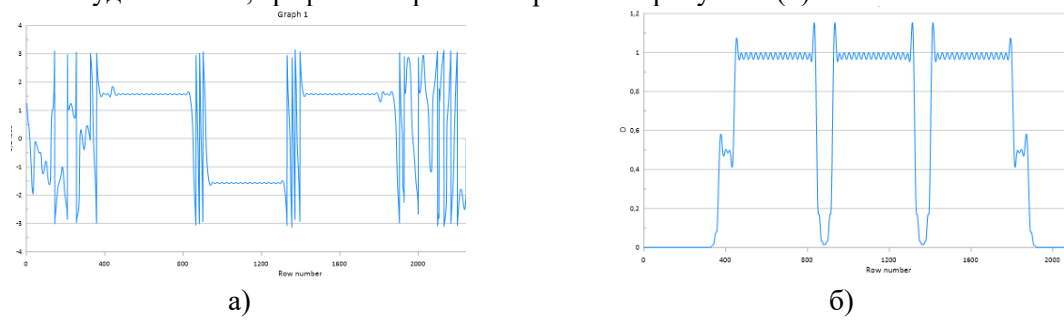


Рис. 2 – а) фаза сигнала, б) модуль амплитуды сигнала

После демодуляции и выделения модулирующей последовательности необходимо выполнить побитную проверку совпадения ее с исходной, полученной из передатчика. Для 256-битной последовательности такое сравнение потребует выполнения всего восьми 32-битных команд, что делает применение корреляционных и иных методов нецелесообразным. Проведенные исследования показали, что приведенная методика успешно работает на модельных сигналах вплоть до значения отношения сигнал/шум равному $-0,5$ дБ. Проверка на записях реальных гидроакустических сигналов также свидетельствует о ее работоспособности. В настоящее время проводится работа по реализации алгоритма в аппаратуре гидроакустической системы связи.

Романов Д.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
radon81@mail.ru

Представление ЛЧМ-сигнала на основе непрерывных кусочно-линейных функций.

Непрерывные кусочно-линейные функции (НКЛФ) представляют собой частный случай линейной аппроксимации. С помощью НКЛФ можно представлять различные характеристики и сигналы, а так как НКЛФ являются линейными, то в определенных случаях для их представления и реализации требуется меньше вычислительных ресурсов. Рассмотрим НКЛФ с произвольным шагом аппроксимации. Она имеет следующий вид:

$$F(t) = \sum_{n=0}^N K_n |t - t_n|, \quad (1)$$

где n – номер отсчета, t_n – координата узла аппроксимации, K_n – коэффициент аппроксимации.

В общем случае коэффициенты аппроксимации определяются следующим образом:

$$K_n = \frac{y_{n+1} - y_n}{2(t_{n+1} - t_n)} - \frac{y_n - y_{n-1}}{2(t_n - t_{n-1})}, \quad (2)$$

где y_n – значения функции или сигнала в узлах аппроксимации,

С помощью выражения (1) можно представлять произвольные функции и сигналы. Представим с помощью выражения (1) ЛЧМ-сигнал. Такие сигналы активно используются в радиолокации. Исходный ЛЧМ-сигнал и сигнал, аппроксимированный с помощью НКЛФ, представлены на рис.1. Аппроксимированный сигнал представлен прерывистой линией.

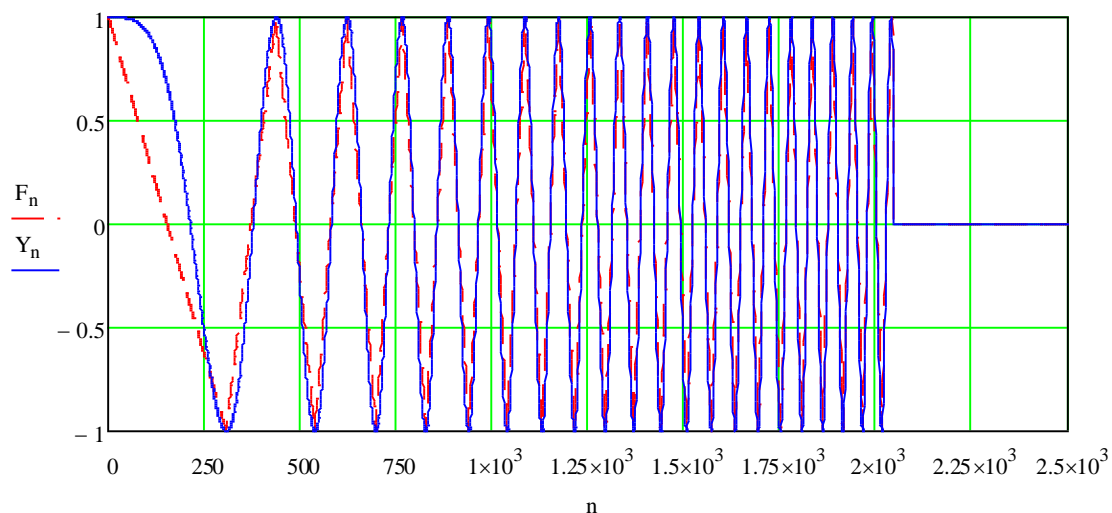


Рис. 1. Исходный и аппроксимированный ЛЧМ-сигнал

Аппроксимация ЛЧМ-сигнала проводилась исходя из критерия Найквиста. По результатам аппроксимации, был найден спектр исходного и аппроксимированного сигнала

Спектры сигналов, полученные на основе БПФ в программе MathCAD, представлены на рис. 2. Спектр исходного сигнала обозначен жирной линией, спектр аппроксимированного сигнала, обозначен более тонкой линией.

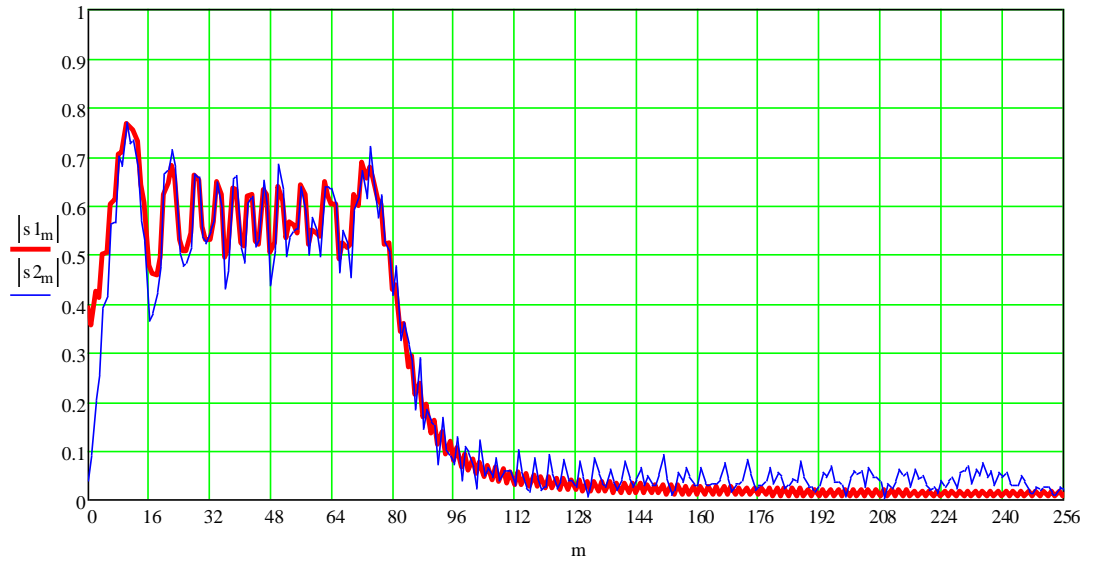


Рис. 2. Спектр исходного и аппроксимированного сигнала

Литература

1. Романов Д.Н., Расчет коэффициентов аппроксимации для дискретной непрерывной кусочно-линейной функции. Методы и устройства передачи и обработки информации: Научно-технический журнал. – Вып. 23. /Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: МИ ВлГУ, 2021. – С.85-88
2. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Санкт-Петербург, «БВХ-Петербург», 2005

Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
 образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
 университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 romashovmuro@yandex.ru, sochnewa.natalya@yandex.ru

Сравнительный анализ специальных режимов работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей

На сегодняшний день перед разработчиками цифровых формирователей радиосигналов ставятся две основные задачи: повышение выходной частоты без увеличения уровня фазовых шумов. Одним из способов их решения является применение высокочастотных компонент спектра выходного сигнала – образов основной частоты, возникающих в быстродействующих цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП) в процессе восстановления сигнала из цифровой в аналоговую форму [1-2]. Изменение архитектуры выходных каскадов позволяет получить новые специальные режимы работы ЦАП, отличающиеся формами огибающей спектра выходного сигнала. Исследования показали, что их использование позволяет увеличить как уровень амплитуды высокочастотных копий спектра в высших зонах Найквиста, так и отношение сигнал/шум без использования дополнительных устройств.

Рассмотрим специальные режимы работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей:

1. Нормальный режим работы (non-return-to-zero) – NRZ. Форма тактового импульса в данном режиме работы приведена на рис. 1а;
2. Режим 2xNRZ — ЦАП работает с удвоенной тактовой частотой;
3. Режим RZ (return-to-zero mode);
4. Режим RF (mix mode);
5. Режим RFZ (radio frequency return-to-zero mode);
6. Режим RFZ2;
7. Предложенный режим RFZ3 – на одной половине тактового интервала расположены два положительных импульса, на другой – два отрицательных (рис. 1б);
8. Предложенный режим RFZ4 – отличием от режима RFZ3 является сдвиг отрицательных импульсов вдоль оси времени на интервал $\tau = T/8$ (рис. 1в).

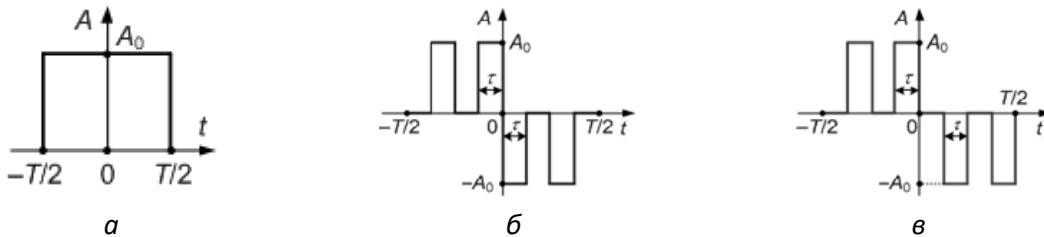


Рис. 1 Форма тактовых импульсов в различных режимах работы быстродействующих ЦАП: NRZ (а), RFZ3 (б), RFZ4 (в)

Огибающие спектра для известных специальных режимов работы быстродействующих ЦАП приведены в статье [3], предложенных – в работе [4].

Учитывая, что $f = f_T |n + K_{ЦАП}|$ и $f / f_T = |n + K_{ЦАП}|$, перейдем к виду коэффициентов передачи амплитуды от номера образа (n) и скважности (q).

Коэффициент, определяющий форму огибающей спектра выходного сигнала ЦАП в режиме работы NRZ:

$$K_{NRZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\sin(\pi |n + K_{ЦАП}|)}{(\pi |n + K_{ЦАП}|)} \quad (1)$$

Для режима RFZ3:

$$K_{RFZ3}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) \left[\sin\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) + \sin\left[5 \cdot \left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right)\right] \right]}{4} \quad (2)$$

Для режима RFZ4:

$$K_{RFZ4}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) \left[\sin\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) + \sin\left[3 \cdot \left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right)\right] \right]}{4} \quad (3)$$

Построим огибающие спектра выходного сигнала в режимах работы быстродействующего ЦАП NRZ, RFZ3, RFZ4 с указанием высших зон Найквиста, в которых наблюдается максимальный уровень амплитуды образов (рис. 2).

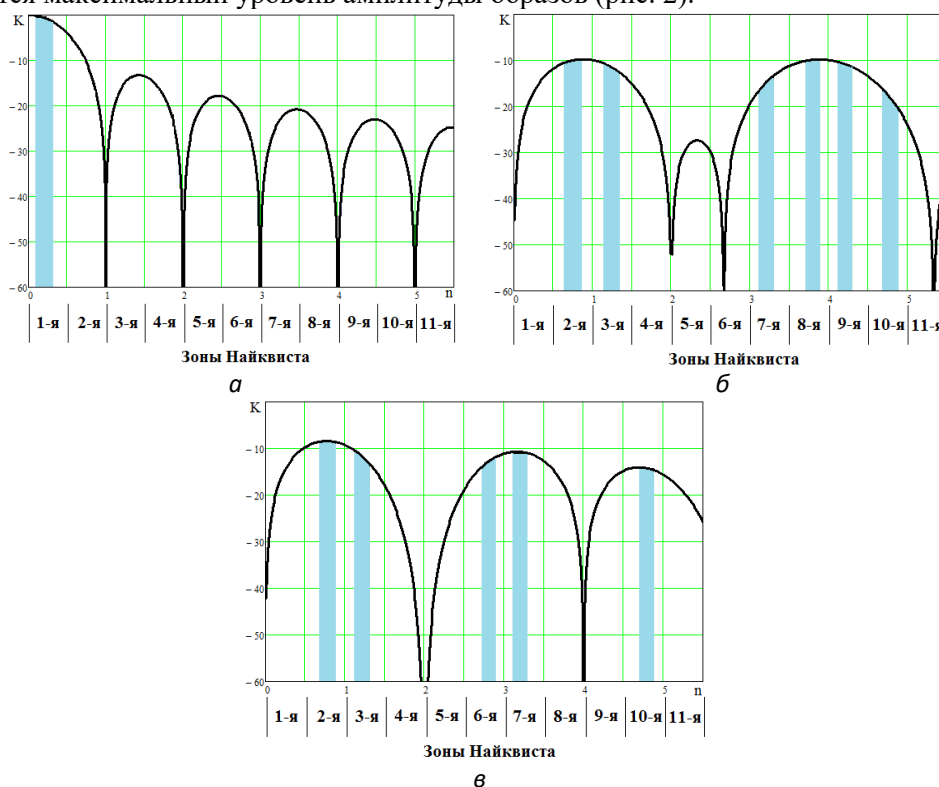


Рис. 2 - Огибающие спектра выходного сигнала в специальных режимах работы ЦАП: NRZ (а), RFZ3 (б), RFZ4 (в)

Анализ результатов исследования огибающих спектра выходного сигнала для различных режимов работы ЦАП показал, что имеется возможность получить выигрыш до 15 дБ в уровне гармоник сигнала в высших зонах Найквиста (4-11) путем выбора соответствующего специального режима работы быстродействующего ЦАП. Максимальный выигрыш в уровне гармоник достигает 15 дБ для режимов RF, RFZ3, RFZ4 в 6-9 зонах Найквиста.

Литература

1. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers, 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 302–303.
2. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation. 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 310–311.
3. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs. Information technology and nanotechnology. Proceedings of the ITNT-2018. Samara National Research University named after S.P. Korolev. 2018. Pp. 1403–1411.

4. Ромашов В.В., Храмов К.К., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника. 2022. №5. С. 135-144.

Храмов К.К., Костров В.В., Лагунов И.Р.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
hramovkk@gmail.com

Анализ алгоритма формирования элементов поляризационной матрицы рассеяния в условиях шумового воздействия

В радиолокаторах космического базирования с синтезированной апертурой антенны (РСА) широко используются радиосигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), что обусловлено рядом их преимуществ [1, 2]: одинаковая структура по координатам азимута и дальности; сохранение формы при сдвиге по доплеровской частоте; сохранение формы при преобразовании из временной области в частотную и обратно; возможность применения эффективного алгоритма ЛЧМ масштабирования для коррекции миграции дальности и интерполяции комплексных сигналов.

Полнополяризметрический режим зондирования, применяемый, в том числе, в РСА космического базирования, предполагает излучение двух сложных ортогональных (квазиортогональных) сигналов и их одновременный прием на ортогональных поляризациях. Такой режим работы РЛС позволяет обнаруживать малозаметные цели, извлекать дополнительную информацию об объектах съемки [3-5]. Вопросам обработки радиосигналов в полнополяризационных РЛС, разработки способов и устройств измерения поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) посвящено достаточно много публикаций, например [2-6].

Рассмотрим алгоритм формирования элементов ПМР при использовании полного поляризационного зондирования, представленный структурой на рис. 1, где введены обозначения: E_1, E_2 – комплексные сигналы, принятые ортогональными приемными каналами; СФ1, СФ2 – линейные оптимальные фильтры, согласованные с излучаемыми передатчиком ортогональными (квазиортогональными) сигналами E_{1i}, E_{2i} ; ФМР – формирователь элементов матрицы рассеяния, на выходе которого получаем комплексные сигналы

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_1 & \hat{E}_2 \\ \hat{E}_{21} & \hat{E}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \hat{r}_{22} \hat{r}_{11} - \hat{r}_{21} \hat{r}_{12} & \hat{r}_{11} \hat{r}_{22} - \hat{r}_{12} \hat{r}_{21} \\ \hat{r}_{22} \hat{r}_{21} - \hat{r}_{21} \hat{r}_{22} & \hat{r}_{11} \hat{r}_{22} - \hat{r}_{12} \hat{r}_{21} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\Delta = \hat{r}_{11} \hat{r}_{22} - \hat{r}_{12} \hat{r}_{21}$; $\hat{r}_{11}, \hat{r}_{12}, \hat{r}_{21}, \hat{r}_{22}$ – автокорреляционные и взаимные корреляционные функции сигналов E_{1i} и E_{2i} .

Выполним анализ работы алгоритма (1) при использовании квазиортогональных ЛЧМ-сигналов, отсутствии кросполяризации отраженного сигнала и наличии шума. Отношение сигнал-шум на входе системы обработки зададим выражением

$$q = \frac{A_0^2}{2\sigma_0^2} N,$$

где A_0 – амплитуда сигнала; N – количество отсчетов сигнала; σ_0 – среднеквадратическое отклонение шума с нормальным распределением.

Выясним характер изменений значений модулей и фаз элементов ПМР, для чего выполним статистическое моделирование работы алгоритма для 100 реализаций случайного процесса при отношении сигнал-шум, равном $q = 30$ дБ.

На рис. 2 приведены графики изменения значений модулей и фаз элемента \hat{E}_1 для различных реализаций случайного процесса. Аналогичные

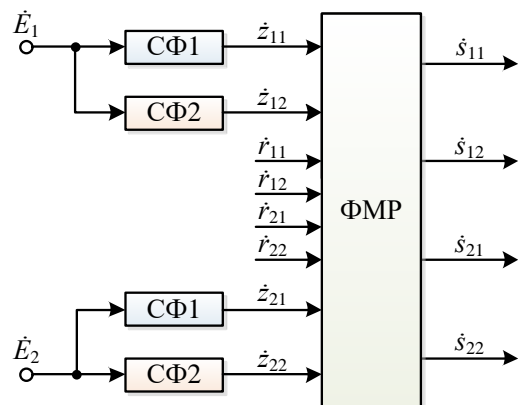


Рис. 1. Блок-схема алгоритма формирования элементов ПМР

зависимости, полученные для параметра $\&_2$, приведены на рис. 3. Пунктирной линией на графиках обозначено ожидаемое расчетное значение элемента. Анализ приведенных графиков позволяет сделать ряд выводов: при увеличении амплитуды A_0 закон изменения значений $|\&_1|$ стремится к нормальному; изменение значений фазы $\arg(\&_1)$ имеет нормальное распределение; закон изменения значений $|\&_2|$ приближается в релейевскому; изменение значений фазы $\arg(\&_2)$ имеет равномерное распределение.

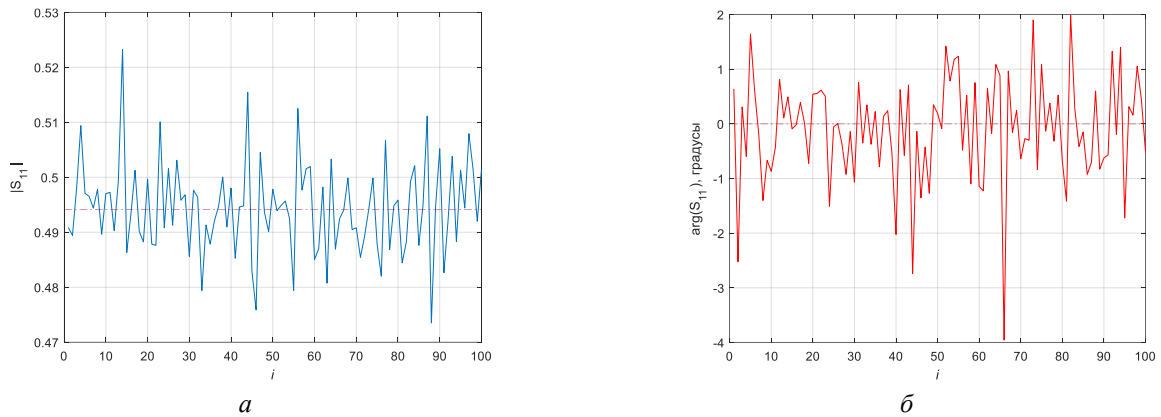


Рис. 2. Значения модулей (а) и фаз (б) элемента s_{11} при $q = 30$ дБ для различных реализаций i случайного процесса

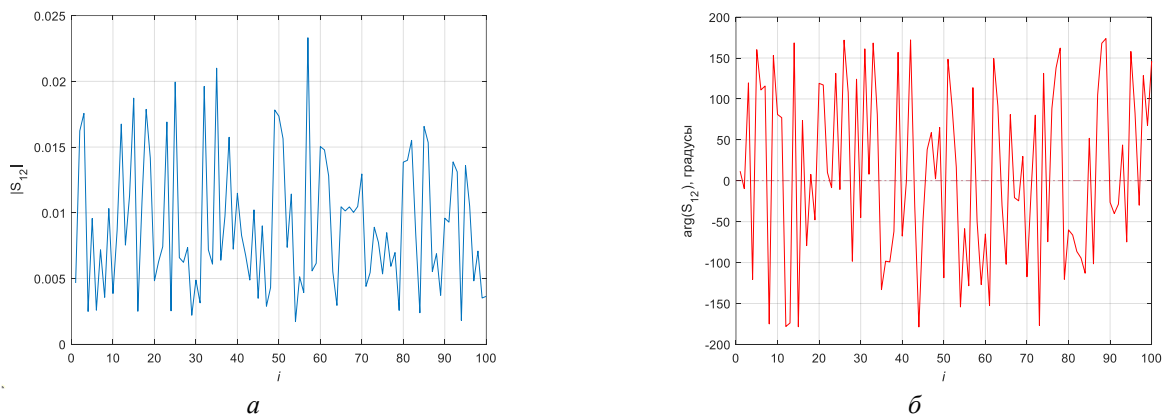


Рис. 3. Значения модулей (а) и фаз (б) элемента s_{12} при $q = 30$ дБ для различных реализаций i случайного процесса

Интерес также представляет исследование рассматриваемого алгоритма нахождения элементов ПМР при изменении базы B ЛЧМ сигнала. На рис. 4 и 5 приведены зависимости средних значений модулей и фаз элементов $\&_1$ и $\&_2$ от отношения сигнал-шум при $B = 2000$ и $B = 4000$. Из графиков следует, что среднее значение оценки фазы элемента $\&_1$ при значении q меньше 15...20 дБ отклоняется от ожидаемой величины, внося статистическую ошибку при ее нахождении. Среднее значение оценки фазы элемента $\&_2$ не зависит от отношения сигнал-шум и находится в пределах $\pm 20^\circ$.

В работе также получены гистограммы распределения модулей и фаз элементов ПМР при изменении q для различных реализаций случайного процесса, зависимости среднеквадратического отклонения модулей и фаз элементов ПМР от отношения сигнал-шум при различных значениях базы сигнала. Делаются выводы об устойчивости алгоритма формирования ПМР при уменьшении отношения сигнал-шум.

Исследование выполнено при поддержке гранта *Российского научного фонда* № 23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114/>)

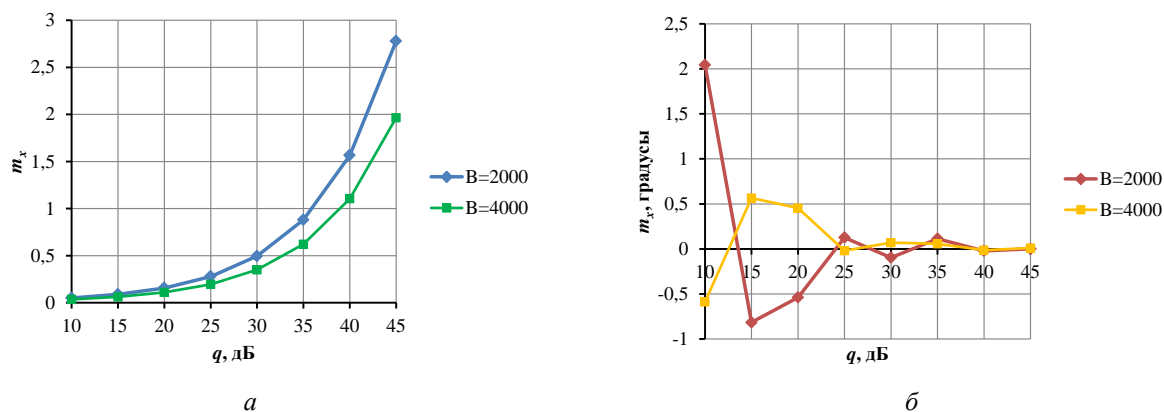


Рис. 4. Зависимости средних значений модулей (а) и фаз (б) элемента s_{11} от q

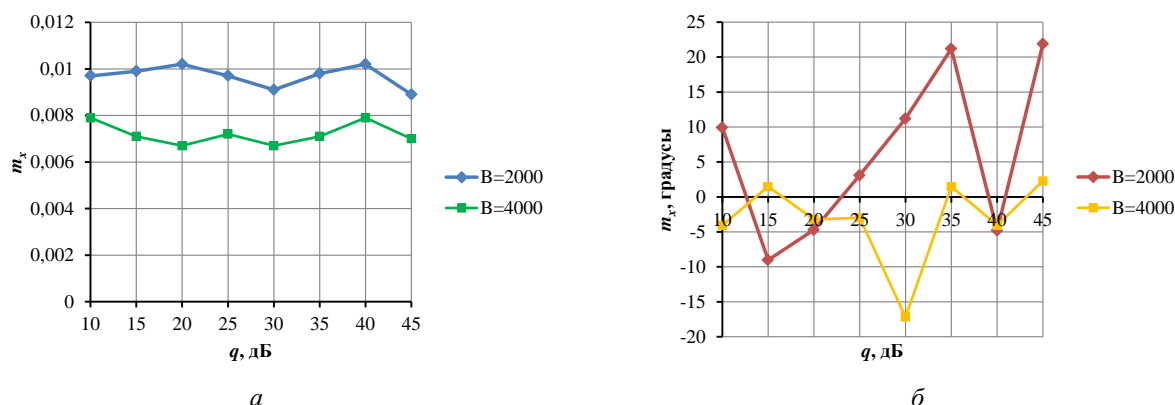


Рис. 5. Зависимости средних значений модулей (а) и фаз (б) элемента s_{12} от q

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника. 2010. – 680 с.
2. S. Lizhong, W. Qun and M. Yinan, "Target Detection Method of the LFM Radar Signal with Multiple Polarization Agility," 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Hangzhou, China, 2007, pp. 1186-1190. DOI: 10.1109/MAPE.2007.4393483
3. Merrill I. Skolnik, Radar Handbook. Third Edition. McGraw-Hill Education, New York, 2008.
4. Татаринев В.Н., Татаринев С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т.1. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. – 380 с.
5. Мартычук А.А. Решение основных проблем радиолокации с помощью метода полного поляризационного зондирования пространства // Материалы 4-го междунар. радиоэлектрон. форума (МРФ'2011) 18-21 окт. 2011 г.: сб. науч. тр.: Т.1. Конф. "Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии". Ч.1 / АНПРЭ, ХНУРЭ. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 34–40.
6. Патент № 2695077 Российская Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Способ и устройство обработки векторных радиосигналов в полнополяризационных радиолокационных станциях : № 2019102649 : заявл. 30.01.2019 : опубликовано 19.07.2019 / заявители и патентообладатели Рогов И.В., Скрыбин Д.А., Зюзин А.В. [и др.] – 12 с.: ил.

Якименко К.А., Ромашов В.В., Докторов А.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
yakimenko.kirill@yandex.ru

Оценка влияния спектральных характеристик формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП на параметры цифровой системы передачи данных

В современных системах связи пятого поколения (5G) широко используются методы цифровой модуляции (64-QAM, 256-QAM) и ортогонального мультиплексирования (OFDM, FBMC и др.). При этом «качественные» показатели системы связи, оценивающиеся частотой появления ошибочных битов (Bit Error Rate, BER), напрямую зависят от спектральных характеристик используемого формирователя несущей частоты. В настоящее время в составе формирователя сигналов используются быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), работающие в специальных режимах NRZ, RZ, RF [1–6]. Целью данной работы является оценка влияния уровня фазовых шумов и дискретных спектральных составляющих формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП на частоту появления ошибочных битов BER системы связи с цифровой модуляцией QAM.

В работе предлагается функциональная модель системы связи, разработанная в системе Matlab Simulink (рис. 1).

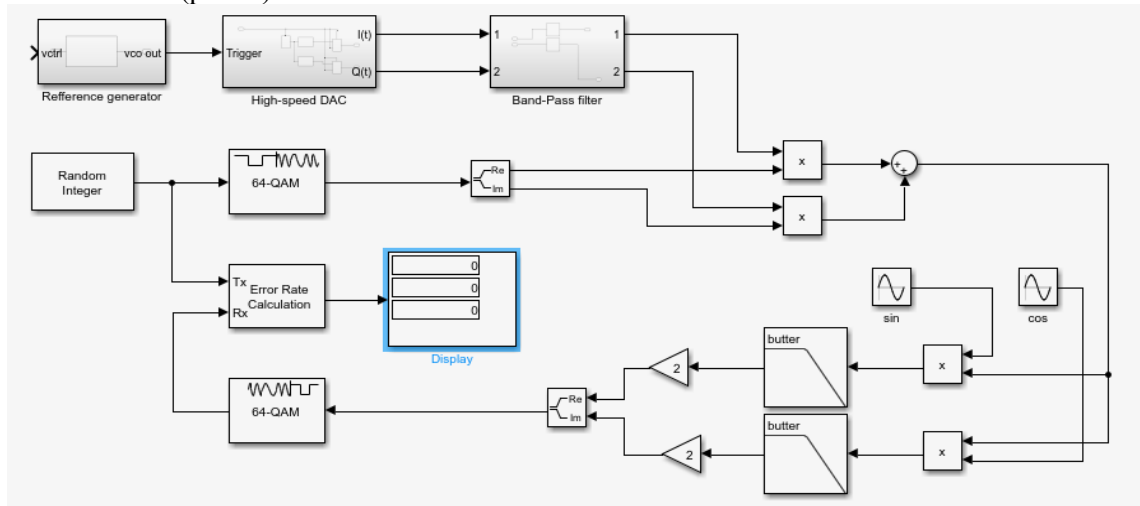


Рис. 1. Функциональная модель системы связи 64-QAM с использованием быстродействующего ЦАП в качестве формирователя сигналов

В разработанной модели использовался генератор информационных битов, модулятор и демодулятор 64-QAM с кодированием Грея, идеализированная модель квадратурного модулятора несущими частотами, модель быстродействующего ЦАП в режимах RZ и RF с возможностью установки заданного уровня фазовых шумов в зависимости от несущей, модель полосо-пропускающего фильтра для фильтрации дискретных спектральных составляющих на выходе ЦАП. Для оценки качества передачи битов BER использовался блок Error Rate Calculation. Особенностью модели является то, что параметр BER определяется только с учетом неидеальности спектральных характеристик формирователя на основе быстродействующего ЦАП, остальные параметры системы остаются идеализированными.

В работе было проанализировано влияние на параметр BER дискретных спектральных составляющих, образующихся в соседних с используемой зонах Найквиста из-за неполной фильтрации. На рис. 2 представлены зависимости параметра BER от порядка полосового фильтра при использовании образов во второй и третьей зонах Найквиста в режимах работы RZ и RF.

Уровень фазовых шумов формирователя сигналов оценивается спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки от несущей. Как правило,

такая зависимость аппроксимируется степенным полиномом с составляющими пропорциональными вкладом фликкер-шумов и белых шумов. В работе была проведена оценка зависимости BER от уровня белого шума (шумовой полки) быстродействующего ЦАП (рис. 3).

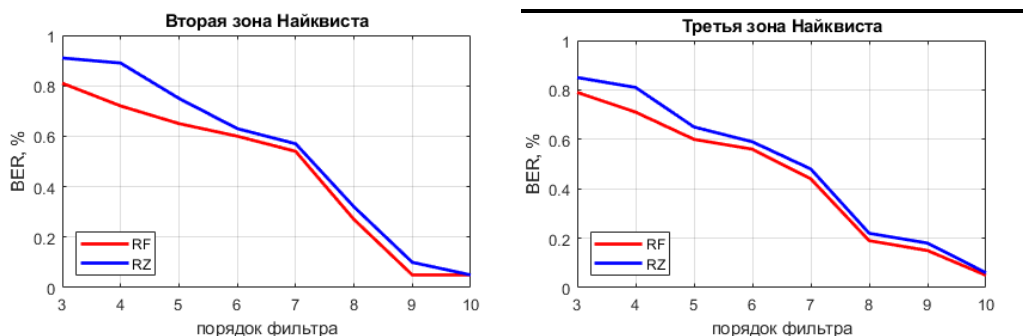


Рис. 2.

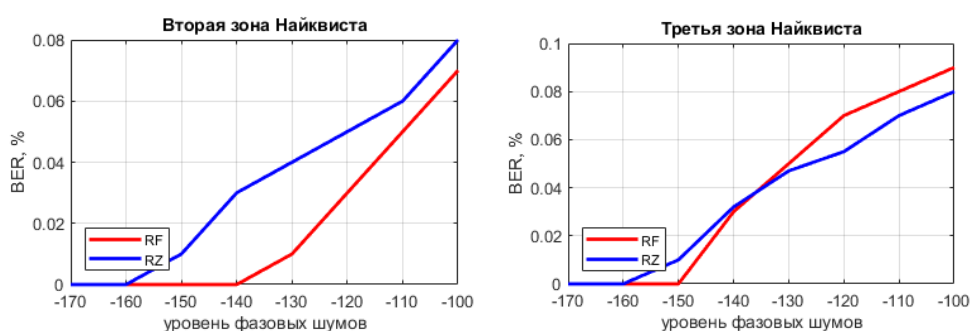


Рис. 3.

Разработанная функциональная модель позволяет провести исследование частоты появления ошибочных битов BER системы связи с цифровой модуляцией QAM при спектральных нестабильностях формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-00149, <https://rscf.ru/project/22-79-00149/>

Литература

1. Быстродействующие ЦАП [Электронный ресурс]: сайт НИИ электронной техники. – Режим доступа: <https://niiet.ru/product-category/chips/dais/cap/fast>.
2. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” *Microwave & RF*, August 2010.
3. Храмов К.К., Ромашов В.В. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2018, № 4. С. 44-54.
4. V V Romashov, A N Doktorov, K A Yakimenko and K K Khramov “Development of technology of high-speed digital-to-analogue converters to improve the efficiency of direct digital synthesis of radio-frequency signals,” *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 2094 (2021) 022067 DOI: 10.1088/1742-6596/2094/2/022067.
5. Khramov K.K., Romashov V.V. “Operational modes of high-speed DACs: analysis and mathematical modeling,” *Journal of Physics: Conference Series*, Volume 1096, Issue 1, 2019, p. 012158. DOI: 10.1088/1742-6596/1096/1/012158.
6. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // *Радиотехника*. 2022. Т. 86. № 5. С. 135-144. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202205-16>