

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)

На правах рукописи



Светличный Юрий Алексеевич

**РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ
В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ
С ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ
И СОВМЕЩЕННЫМИ КАНАЛАМИ РАДИОЛОКАЦИИ И СВЯЗИ**

Специальность 05.12.04 — радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель :
доктор технических наук, профессор
Малютин Николай Дмитриевич

Томск – 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 ОБЗОР И АНАЛИТИКА РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ФАЗИРОВАННЫМ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ.....	15
1.1 Общие сведения.....	15
1.2 Конструктивные особенности.....	24
1.3 Развитие многопозиционных систем.....	29
1.3.1 Алгоритмы работы и функциональное назначение территориально распределенных систем.....	30
1.3.2 Передача данных по каналам РЛС.....	34
1.3.3 Синхронизация позиций МРЛС.....	35
1.4 Перспективы применения новых технологий.....	40
1.4.1 Радиофотоника.....	40
1.4.2 ЭКБ высокой степени интеграции.....	45
1.4.3 Технологии программно-определяемых радиосистем.....	47
1.5 Постановка проблемы.....	49
2 РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЙ.....	53
2.1 Исследование путей улучшения конструкций ЦФАР.....	53
2.1.1 Разработка методики оценки качественных показателей базовых конструкций.....	53
2.1.2 Синтез схемы с оптическими каналами передачи данных и сигналов синхронизации.....	60
2.1.3 Оценка влияния цифровых компонентов на характеристики.....	65
2.2 Схемы ЦФАР в режиме многопозиционных систем.....	72
2.2.1 Схемы территориально-распределенных вычислительных систем.....	72
2.2.2 Выбор метода передачи данных.....	75
2.2.3 Выбор метода синхронизации разнесенных позиций.....	86
2.3 Анализ вариантов применения перспективных технологий.....	90
2.3.1 Определение потенциальных преимуществ технологий радиофотоники	90
2.3.2 Анализ вариантов применения вычислительной и СВЧ ЭКБ высокой степени интеграции.....	94
2.3.3 Выбор компонентов программно-определяемой радиосистемы.....	99
2.4 Заключение по главе 2.....	100

3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ПРЕДЛОЖЕННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ.....	101
3.1 Конструктивное исполнение унифицированных ЦФАР.....	101
3.1.1 Практика оптимального размещения узлов.....	101
3.1.2 Реализация распределенных вычислительных структур.....	106
3.1.3 Проверка влияния цифровых компонентов на характеристики ЦФАР	109
3.2 Вычислительная система в многопозиционном режиме.....	113
3.2.1 Проверка схем ЦФАР в режиме МРЛС.....	113
3.2.2 Проверка передачи данных между разнесенными позициями.....	114
3.2.3 Проверка синхронизации разнесенных позиций.....	114
3.3 Возможности применения перспективных технологий.....	117
3.3.1 Проверки радиофотонных трактов.....	117
3.3.2 Применение радиотрактов интегрального исполнения.....	121
3.3.3 Реализация программно-определяемой радиосистемы.....	123
3.4 Выводы по достигнутым научным результатам.....	125
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	133
СПИСОК ТЕРМИНОВ.....	135
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	136
Приложение А (обязательное). Акт внедрения результатов.....	150

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В состав многих современных радиотехнических систем входят фазированные антенные решетки (ФАР). Фазированная антенная решетка – антенная система с диаграммой направленности, управляемой амплитудно-фазовым распределением; ее направленность прямо-пропорциональна числу элементов. Наилучшие результаты достигаются применением в решетках цифровых методов, реализуемых в цифровых ФАР (ЦФАР). Улучшение технических характеристик систем с ФАР достигается реализацией цифровых каналов (в пределе — каждый приемный и передающий канал — цифровой), при этом дополнительным преимуществом цифровой обработки сигналов является возможность реализации адаптивных методов (в пределе — автоматическая работы системы). Принципиальное улучшение технических характеристик сложно-комплексированных систем достигается переходом к многопозиционным системам (МРЛС). Существенная новизна указанных направлений предопределяет ряд проблемных вопросов.

1. Выбор технического решения ЦФАР — основного элемента радиотехнической системы с ФАР — во многом определяет облик радиотехнической системы в целом, ее технические и стоимостные характеристики, характеристики технологичности и надежности. В таком случае на этапе технического проектирования ЦФАР целесообразно использовать определенный алгоритм выбора оптимального конструктивного решения. В настоящее время известные способы моделирования ЦФАР предполагают проведение сложных математических расчетов и использование больших объемов статистической информации [1], что предопределяет существенные временные и финансовые затраты, при этом удается получить полные и точные результаты для отдельных компонент, но не комплексную оценку системы в целом. Разработка методики оценки качества систем с ЦФАР осложняется отсутствием простых или формализуемых алгоритмических решений [2]. Следовательно, представляется важным определить методическое решение, позволяющее в условиях

ограниченных временных и материальных ресурсов, возможно, с применением отдельных элементов известных теорий моделирования, получить качественную оценку свойств предлагаемого технического решения ЦФАР.

2. Улучшение технических характеристик ЦФАР в большинстве случаев достигается увеличением числа цифровых каналов, в пределе – каждый канал ФАР формирует и принимает сигнал в цифровой форме с помощью ЦАП и АЦП. В указанных случаях известные принципы построения устройств обработки в виде сосредоточенных устройств становятся неприменимыми, следовательно, актуальной является задача синтеза многоканального цифрового устройства, распределенного по полотну антенной решетки, каналы передачи данных и сигналов синхронизации которого должны иметь высокую производительность при устойчивости к внешним воздействующим факторам. В настоящее время достаточно глубоко изучены методы построения устройств цифровой обработки сигналов (ЦОС) ЦФАР с учетом межпериодной синхронизации и тактирования цифровых элементов для сосредоточенного устройства цифровой обработки сигналов с несколькими цифровыми каналами [3...10] — расположение нескольких устройств обработки в разнесенных подрешетках, увеличение каналов ЦФАР до 100 и более вносит существенные коррективы в эти принципы. Таким образом, видится актуальной задача синтеза распределенного по полотну антенной решетки многоканального устройства ЦОС, с описанием цифровых потоков данных и сигналов синхронизации на уровне структурной и функциональной схем при увязке с конструктивными особенностями многоканальных ЦФАР.

3. Значительное количество линий синхронизации и передачи данных многоканальных ЦФАР усложняет задачу их трансляции с поворотной платформы на стационарный модуль обработки. Известные решения [11, 12] – перенос модуля обработки на полотно антенны, использование многоканальных переходов – не являются эффективными по стоимостным и техническим характеристикам. Так как каналы синхронизации и передачи данных реализуются на базе оптических линий, требуется разработка метода уплотнения нескольких

оптических каналов синхронизации и данных ЦФАР в один оптический двунаправленный канал.

4. Переход к многопозиционным системам [13] позволяет использовать преимущества методов кооперативной обработки сигналов и информации. В известных решениях [6, 14...16] для объединения позиций чаще всего используются оптические или проводные линии синхронизации и передачи данных, либо беспроводные методы, необходимая точность и скорость передачи данных которых для реализации когерентного радиоприема на разнесенных позициях не подтверждена. Для позиций, размещаемых в труднодоступной местности с отсутствующей инфраструктурой или на мобильных платформах, требуется разработка беспроводных методов синхронизации и передачи данных многопозиционных систем. Кроме того, разработанный метод передачи данных должен обладать увеличенной дальностью действия для снижения количества позиций в группировке и стоимости поля наблюдения в целом.

5 Обеспечение высоких тактико-технических характеристик оказывается невозможным без использования современных достижений в области микроэлектроники и радиофотоники [17], использования высокоинтегрированной многофункциональной вычислительной ЭКБ [18], алгоритмов программно-определяемых радиосистем [19]. С целью определения направлений дальнейших исследований целесообразно рассмотреть возможные варианты применения перспективных технологий.

Степень разработанности темы диссертации. В настоящее время ЦФАР – развивающийся вариант антенных систем в областях радиолокации, навигации и связи (наземные и бортовые радиолокаторы, радиорелейные линии и системы связи типа 5G, спутниковые связные и навигационные системы).

Мировым научным сообществом по тематике работ проводятся исследования, издаются тематические труды, описывающие как фундаментальные принципы построения антенных систем класса ЦФАР, так и отдельные важные вопросы данной области знаний.

Теория антенных систем с фазированными антенными решетками складывается в почти столетнюю историю [20] и уже к началу второй половины прошлого века их облик был рассмотрен достаточно подробно [21...24]. В последствии издано значительное количество трудов, посвященных углубленному изучению отдельных составляющих теории: математического аппарата [25], особенностям конструктивного построения и вариантам применения [10, 26]. Известно, что для оценки предлагаемой конструкции на этапе технического предложения с целью экономии временных и материальных ресурсов целесообразно строить математическую модель — значительное количество рекомендаций приведено в известной литературе, однако все математические зависимости определены только для отдельных составных частей ЦФАР. В действительности комплексный показатель качества ЦФАР зависит от многих факторов, не имеющих формализуемых решений, следовательно составить модель качества ЦФАР стандартными методами представляется проблематичным. Методология научных исследований в условиях отсутствия прямых математических зависимостей и формализуемых решений предписывает рассматривать возможность применения эвристических методов, издано учебное пособие по применению экспертных оценок для оценки качества радиоэлектронных средств (автор – М.Н. Пиганов), при этом методики, пригодной для синтеза оптимальных технических решений ЦФАР в известной литературе не приводится.

Значительный научный опыт накоплен в области анализа и синтеза устройств и систем, процессов электродинамики и физики, теории электротехники применительно к системам указанного класса в целом и к отдельным составляющим – излучающим элементам, аналоговым и твердотельным источникам и коммутаторам энергии, системам питания, охлаждения, обработки информации и др. [27...34]. В настоящее время мировым научным сообществом по тематике работ проводятся исследования, издаются тематические труды, описывающие как фундаментальные принципы построения антенных систем класса АФАР, так и отдельные важные вопросы данной области

знаний. Среди отечественных ученых следует отметить труды школы Воскресенского Д.И. (Московский авиационный институт), школы МГТУ им. Н.Э. Баумана, НГТУ им. Р.Е. Алексеева и др., изучающих целый ряд предметных вопросов, имеющих ярко выраженный прикладной характер [35...38]. Среди зарубежных исследователей наиболее часто встречаются труды авторов США, Евросоюза, Индии и Китая, представляющих как основополагающие исследования классической школы [39, 40], так и современные взгляды по широкому кругу практических вопросов [41...44]. Новая, цифровая эра антенных решеток наступает с развитием вычислительной техники – в антенных системах получают распространение высокоэффективные адаптивные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов [45...47], все большее число аналоговых компонентов антенных систем заменяется цифровыми эквивалентами на базе вычислительных средств с использованием алгоритмов цифровой обработки сигналов, сосредоточенные приемники и передатчики на базе магнетронов и ламп бегущей волны заменяются распределенными устройствами на твердотельной элементной базе – создаются активные фазированные антенные решетки (АФАР), с переходом к цифровому диаграммобразованию развивается новый подкласс устройств – цифровые фазированные антенные решетки (ЦФАР) [3, 4, 48]. В настоящее время ЦФАР – наиболее развивающийся вариант антенных систем в областях радиолокации, навигации и связи (наземные и бортовые радиолокаторы, радиорелейные линии и системы связи типа 5G, спутниковые связные и навигационные системы), особое внимание уделяется многопозиционным системам [13, 49], как обладающим существенно большими возможностями в сравнении с моностатическими реализациями. Цифровые методы в ЦФАР в известной литературе разработаны в части алгоритмов ЦОС, схемотехнических решений отдельных узлов (чаще – цифровых приемо-передающих модулей), технологий отдельных цифровых и аналоговых элементов. Известные методы применимы для сосредоточенного устройства ЦОС с малым количеством каналов, при проектировании распределенных по полотну антенной решетки многоканальных устройств ЦОС требуются новые решения, при этом

схемы и конструкции должны рассматриваться совместно как взаимовлияющие. Известные варианты временного уплотнения каналов синхронизации и передачи данных в реализуемых решениях ЦФАР не применимы, варианты применения оптических линий рассмотрены ограниченно.

Появление новых технологий и материалов открывает смежные научные направления, такие как, например, радиофотоника (в международной терминологии *microwave photonics*) – применение оптических компонентов в СВЧ технике [50, 51] или физика метаматериалов (в международной терминологии – *left-handed material, LHM*) [52, 53]. В технологиях проектирования наблюдается поэтапный переход от дискретных систем на печатных платах к высокоинтегрированным, реализуемым на базе микроэлектронных систем-на-кристалле (СНК) с использованием, преимущественно, принципов программно-определяемых радиосистем (ПОР) – в международной терминологии *Software Defined Radio (SDR)* [54...56].

Вектор системного уровня проектирования все больше склоняется в сторону унификации базовых компонентов для радиолокационных, радионавигационных и связных сервисов, обеспечиваемых на основе многопозиционных систем, с преимущественно пассивными сегментами мобильного конструктивного исполнения, с малым энергопотреблением и массогабаритными показателями, с возможностью базирования на необслуживаемых, в том числе – роботизированных, беспилотных мобильных платформах [57, 58]. В области многопозиционных систем известны принципы построения, разработаны алгоритмы обработки сигналов и информации. Необходимые решения в области методов синхронизации и передачи данных разнесенных позиций беспроводным способом, передачи данных по основному радиолокационному каналу приводятся в зарубежной литературе в общем виде без раскрытия технических подробностей.

Цели и задачи работы. Целью работы является разработка усовершенствованной технологии устройства ЦОС многоканальной ЦФАР с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) в приемном и передающем каналах на

базе распределенного по полотну антенной решетки вычислительного устройства с оптическими цифровыми каналами, возможностью работы в многопозиционном режиме с синхронизацией и передачей данных беспроводным способом.

Для достижения цели потребовалось решение следующих основных **задач**:

1. Предложение новой методики синтеза оптимальных по заданным критериям качества конструкций ЦФАР на основе метода экспертных оценок.

2. Синтез усовершенствованного устройства ЦОС для многоканальной ЦФАР, распределенного по полотну антенной решетки с объединением сегментов оптическими цифровыми каналами синхронизации и передачи данных (структурная и функциональная схемы, типовая конструкция).

3. Разработка цифрового метода уплотнения сигналов синхронизации и передачи данных в один двунаправленный оптический канал.

4. Разработка цифрового метода передачи данных между сегментами многопозиционных систем по радиолокационному каналу

5. Разработка цифрового метода синхронизации сегментов многопозиционных систем беспроводным способом.

6. Определение направлений дальнейших исследований с учетом перспективных технологий микроэлектроники, радиофотоники, цифровых программно-определяемых радиосистем.

Научная новизна работы заключается в развитии теории и методологии в новой области антенных систем - цифровых фазированных антенных решеток:

1. Реализована с новым качеством относительно ранее известных решений схема устройства синхронизации и передачи данных ЦОС ЦФАР на базе цифровых оптических линий, позволяющая обрабатывать существенно большее количество цифровых приемных и передающих каналов, распределенных по полотну антенной решетки на значительно большие расстояния в сравнении с ранее известными решениями.

2. Усовершенствованы относительно ранее известных методы синхронизации и передачи данных МРЛС, позволяющие увеличить дальность

связи между сегментами и снять ограничение по наличию коммуникационной инфраструктуры в местах размещения при снижении стоимости поля наблюдения.

3. Известный метод радиолокации усовершенствован путем дополнения радиолокационных режимов режимом передачи данных, что позволило реализовать резервный канал передачи данных, имеющий ряд преимуществ в сравнении с радиорелейной линией и спутниковым каналом связи.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в развитии теории ЦОС в области ЦФАР, являющейся основой для создания линейки многоканальных антенных систем с цифровым формированием ДН в приемном и передающем каналах с возможностью работы в многопозиционном режиме. На основе результатов работы в ПАО «НПО «Алмаз» разработаны, модернизированы, разрабатываются в настоящее время ряд изделий с применением технологии многоканальной ЦФАР с ЦДО в приемном и передающем каналах на базе распределенного по полотну антенной решетки вычислительного устройства с оптическими цифровыми каналами, возможностью работы в многопозиционном режиме с синхронизацией и передачей данных беспроводным способом.

Методология и методы исследований

В диссертационной работе использовались математико-статистические методы, теория систем, теория информации, теория ЦОС.

Расчеты выполнялись в математическом пакете Scilab 6.0.

Лабораторные и экспериментальные исследования выполнялись с использованием изготовленных в ходе работы макетов, контрольно-измерительных приборов и технологического ПО.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Метод передачи сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальных ЦФАР на базе цифровых оптических каналов с кодированием 8b/10b на ПЛИС обеспечивает скорость передачи в пять раз большую (до 8 Гбит/с, не менее 10 м длина каналов) в сравнении с линиями LVDS (до 1,6 Гбит/с, до 2 м) при абсолютной задержке передачи информации от устройства

управления до цифровой подрешетки не более 0,5 мкс и джиттере кадровых синхроимпульсов в цифровых подрешетках не более 2 нс, что в 4-5 раз меньше соответствующих показателей известных технических решений.

2. Метод синхронизации позиций МРЛС с использованием устройства прямого цифрового синтеза с накоплением на базе высокостабильного опорного генератора позволяет в 10-25 раз улучшить точность синхронизации системы единого времени (до 3 нс, СКО) в сравнении с точностью стандартных приемников СРНС, обеспечить синхронность фаз радиосигналов с частотой 100 МГц на разнесенных позициях с погрешностью не хуже $0,01^\circ$ (СКО), что достаточно для обеспечения когерентного радиоприема в кооперативном режиме.

3. Метод совмещения каналов радиолокации и передачи данных в МРЛС с ЦФАР позволяет обеспечить независимость системы от наличия коммуникационной инфраструктуры в местах размещения в отличие от методов с использованием спутниковых или кабельных каналов связи, исключить необходимость выделения дополнительного частотного ресурса и увеличить дальность передачи данных не менее чем в три раза (не менее 210 км на скорости не менее 1 Мбит/с в метровом диапазоне волн в условиях прямой видимости) в сравнении с использованием радиорелейной линии.

Степень достоверности и апробация результатов работы

Достоверность результатов работы обеспечивается корректным использованием математического аппарата, согласованностью полученных результатов с опубликованными изысканиями других авторов. Предложенные математические и аналитические выкладки согласуются с практической реализацией и подтверждены результатами выполненных экспериментов.

Представленные материалы диссертационной работы докладывались на трех Российских и двух международных научно-технических конференциях.

Внедрение результатов работы. Разработанные Ю.А. Светличным цифровые методы обработки сигналов ЦФАР внедрены в ряде РЛС и многопозиционных систем для управления воздушным движением в ПАО «НПО «Алмаз» с постановкой на серийное производство (акт внедрения составлен и

утвержден ПАО «НПО «Алмаз» в 2020 г.); методы позволили реализовать на практике новую технологию построения аппаратуры цифровой обработки сигналов для линейки цифровых многоканальных ФАР следующего поколения и имеют важное значение для развития перспективного направления в области создания унифицированных многопозиционных систем, работающих в автоматическом режиме с минимальным обслуживанием.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 10 работ, из них: 3 статьи в изданиях, рецензируемых ВАК, 5 докладов в трудах международных и Российских конференций, 1 отчет о НИР, 1 свидетельство о регистрации ПО.

Личный вклад автора. Основные результаты, представленные в защищаемых научных положениях, получены лично автором при непосредственном участии в качестве главного конструктора разрабатываемых технических решений: выполнены расчеты, реализованы схмотехнические решения и алгоритмы, проведены эксперименты, принято участие в организации серийного выпуска. Текст диссертации составлен лично.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа изложена на 151 машинописной странице и состоит из введения, трех глав, заключения, списка сокращений и списка литературы. Графический материал представлен в виде 75 рисунков и 9 таблиц. Список использованных источников включает 133 наименования на 14 листах.

Основное содержание диссертационной работы

Первая глава носит обзорно-аналитический характер. Приведен обзор литературы в области задач, подлежащих решению в рамках работы, рассмотрены варианты построения перспективных антенных систем с цифровыми фазированными решетками на основе анализа и систематизации тематических публикаций отечественных и зарубежных авторов, изучения и оценки текущего положения дел в предметной области.

Во второй главе рассмотрены подходы к решению актуальных задач создания технологии устройств ЦОС ЦФАР, в том числе — многопозиционных, обеспечивающих требуемое качество цифровой антенной системы с учетом

комплекса критериев. В первой части главы 2 рассмотрены основополагающие варианты конструкции, синтезированы схемы устройств ЦОС ЦФАР. Во второй части главы 2 предложены технические решения ЦФАР, необходимые для обеспечения работы в режиме многопозиционных систем, выполнен расчет и обоснование применения методов синхронизации и передачи данных между разнесенными позициями. В заключительной части главы 2 выполнен прогноз путей дальнейшего совершенствования технологии антенных систем с ЦФАР, связанные с технологиями радиофотоники, многофункциональной микроэлектроники (системы-на-кристалле), программно-определяемых радиосистем.

В третьей главе описаны проверки предложенных технических решений, методики экспериментов, приведены и обобщены их результаты. В части синтеза оптимальных по заданным критериям качества конструкций ЦФАР (задача 1) на практике была подтверждена возможность использования метода экспертной оценки для выбора наилучших технических решений из рассматриваемых реализаций. На основе синтезированных структурной и функциональной схем устройства ЦОС многоканальной ЦФАР (задача 2) доработаны и проверены типовые конструкции ЦФАР с распределенным устройством ЦОС для различных частотных диапазонов. В соответствии с задачей 3 реализовано техническое решение уплотнения оптических каналов. Реализован режим синхронизации и передачи данных МРЛС беспроводным способом - задачи 4 и 5. Определены пути дальнейшего совершенствования ЦФАР в направлении новых методов обработки сигналов на основе радиофотоники, мультипроцессорных СНК с интегрированными РЧ-модулями (задача 6).

В заключении формулируются основные научно-технические результаты и выводы по достижению цели и решению поставленных задач, формулируются предложения по направлениям дальнейших исследований.

В приложении приведен акт внедрения результатов работы.

1 ОБЗОР И АНАЛИТИКА РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

1.1 Общие сведения

Современные радиотехнические системы и комплексы представляют собой сложные комплексированные изделия, выполняющие широкий круг как смежных, так и существенно отличающихся по существу и содержанию функций в областях радиолокации, радионавигации и связи, а также пограничных; при этом основные технические решения имеют сходные научные тенденции и проецируются на указанные отрасли инвариантно.

Эпоха перспективного поколения антенн связана с развитием новых высокопроизводительных интеллектуальных адаптивных алгоритмов и методов получения и обработки информации, преимущественно – без или с минимально-необходимым участием человека, использовании новых элементов и материалов (многофункциональных аналоговых СВЧ и цифровых вычислительных микросхем, композитных материалов с обратными характеристиками - метаматериалов), стиранием границ между СВЧ и оптическими диапазонами (применением оптических устройств совместно с электромагнитными - использованием радиофотонных технологий).

Не подлежит сомнению, что современные антенные системы представляют собой не просто отдельные элементы конструкции, или даже сложные аппаратные устройства, а являются интеллектуальными комплексами, в которых все более значительная роль отводится цифровой обработке сигналов – вычислительным алгоритмам и программному обеспечению.

Развитие радиолокационных систем и их компонентов, в частности – антенн, возможно рассматривать в различных разрезах: назначение (противовоздушная оборона, управление воздушным движением, радиоэлектронное противодействие, метеолокация, зондирование поверхности Земли, локация планет), частотный диапазон (СДВ и ДВ, КВ и СВ, УКВ, СВЧ),

элементная база (сосредоточенные элементы, лампы, твердотельные элементы, цифровые процессоры, оптические компоненты, метаматериалы), конструкция (вибраторная, щелевая, зеркальная, многоэлементная фазированная решетка). Последняя может состоять из целого набора компонентов РЛС, включая непосредственно излучатель, аналоговый приемо-передающий тракт, устройство цифровой обработки сигналов.

При разработке РЛС нового поколения необходимо ответить на два основных вопроса: какие новые потребительские качества являются определяющими для этих РЛС, и какой технический облик антенных устройств может их обеспечить? Очевидным ответом на первый вопрос является необходимость повышения информационных возможностей РЛС, включая:

- увеличение дальности за счёт высокого энергетического потенциала;
- многофункциональность;
- помехозащищенность с помощью адаптивного формирования «нулей» ДН;
- увеличение в несколько раз числа обслуживаемых целей, возможное при использовании многолучевых антенн;
- адаптивное управление энергетическими ресурсами РЛС;
- радиопортретирование объектов в широком секторе сканирования за счёт параметрически управляемой базы сигналов;
- повышение возможностей селекции и распознавания целей путем сочетания доплеровских и поляриметрических режимов [6].

Если задаться вопросом, какие из вышеприведенных целей достигаются переходом от пассивных к активным фазированным решеткам, то ответ оказывается несколько неожиданным: существенного эффекта при простом переходе к АФАР нет! Практика создания первых РЛС с АФАР показала, что при замещении в антеннах фазовращателей на приемопередающие модули ни одна из указанных задач не решается. Даже такие широко известные «преимущества» АФАР над ФАР как, например, более высокая чувствительность АФАР на прием и меньшие потери на передачу за счет схемотехнического переноса фазовращателей за МШУ и усилители мощности позволяют при равном

энергопотреблении повысить дальность обнаружения не более чем на 30% при многократном увеличении стоимости [6]. В других источниках [10, 48] приведены более оптимистичные данные (до 2,5 раз выигрыш по дальности при переходе от ФАР к АФАР), что не противоречит выводам о ценности АФАР, заключающейся не в дальности действия, надежности и др., а в возможности использования алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов [10, 48, 60, 61].

Основная причина этого парадокса заключается в попытке простого переноса классической схемы управления лучом ФАР на принципы работы активных решеток. Характерными особенностями этой схемы является последовательное электронное сканирование пространства одним лучом на передачу и моноимпульсной связкой лучей на прием за счет формирования управляемыми дискретными фазовращателями фазового распределения на апертуре антенны. При таком подходе, с одной стороны, не удастся добиться заметного преимущества АФАР, а с другой – потенциальные возможности самой АФАР оказываются неиспользованными [48].

Недостаточность количественных и качественных преимуществ классических, т. е. аналоговых АФАР перед пассивными ФАР поставила перед разработчиками вопрос о необходимости пересмотра самого подхода к проектированию радиотехнических систем. Принципиально новым, эволюционным скачком в развитии техники антенн, позволяющим преодолеть наметившийся кризис, стал переход от классических к цифровым АФАР – ЦФАР. Отличительной особенностью ЦФАР является аналого-цифровое преобразование сигнала в каждом приемном канале и цифро-аналоговое преобразование – в каждом передающем канале. Формирование диаграмм направленности реализуется путем обработки потоков цифровой информации, а антенное устройство за исключением оконечных СВЧ-элементов представляет собой сетевое вычислительное устройство. В радиотехнических системах, построенных с использованием данной технологии, уместно ввести термин «пространственно-временная обработка», тем самым, перестав разделять пространственную (формирование диаграммы направленности) и временную обработку сигналов

(фильтрация и обнаружение полезных сигналов). Реализация пространственно-временной обработки цифровыми методами дает ряд принципиально новых возможностей РЛС с ЦФАР, к ним относятся:

- цифровое управление амплитудой, фазой и задержкой сигналов, которое обеспечивает адаптивное формирование диаграмм направленности на передачу и на прием; это свойство ЦФАР позволяет работать с широкополосными сигналами во всем секторе сканирования при больших размерах апертуры антенны;

- возможность одновременного приема сигналов с произвольных угловых направлений в секторе сканирования за счет цифрового формирования ДН; в РЛС дальнего действия это снимает проблему работы на кратных развертках дальности. Особенно эффективно данное преимущество может быть использовано в РЛС непрерывного излучения с разнесенными приемными и передающими постами;

- возможность одновременного излучения в произвольных угловых направлениях с управляемыми поляризационными характеристиками в каждом луче; в этом случае обеспечивается оптимальное распределение энергетики РЛС как в режимах барьерного обнаружения, так и трассового сопровождения;

- в случае работы РЛС на двух ортогональных поляризациях обеспечивается возможность управляемого поляризационного базиса на передачу и согласованного и несогласованного поляризационного приема сигналов; работа в полном поляризационном базисе обеспечивает поляризационную селекцию целей, а также поляризационную отстройку от активных помех;

- цифровое формирование диаграмм направленности обеспечивает возможность адаптивной пространственной фильтрации на прием и передачу независимо в каждом из обслуживаемых угловых направлений, что позволяет повысить эффективность защиты от помех и скрытность РЛС [6].

Типовая функциональная схема антенной системы, реализующей алгоритмы ЦФАР, обобщенная автором на основе вышеприведенных источников, приведена на рисунке 1.1.

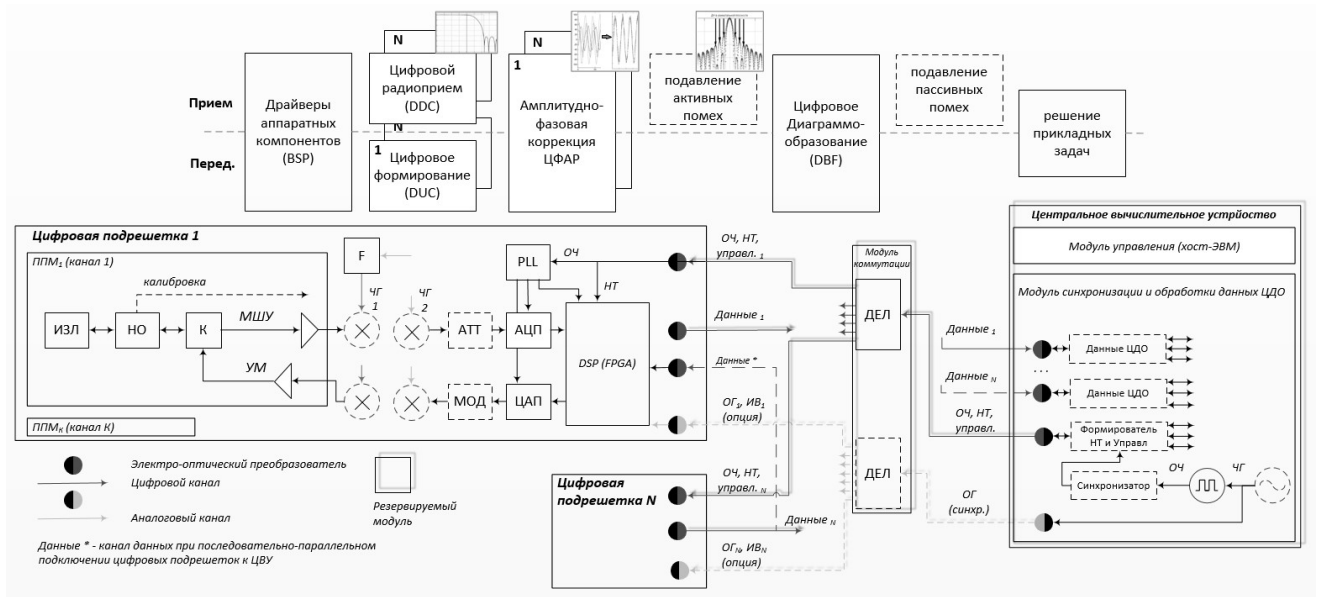


Рисунок 1.1 - Функциональная схема ЦФАР

Приемопередающий модуль (ППМ) реализует функции приема/формирования сигналов с необходимыми параметрами на радиочастоте, цифровая обработка выполняется с использованием прямого цифрового радиоприема/синтеза на несущей, либо на промежуточной частоте, что определяется возможностями устройства ЦОС. ППМ с устройствами ЦОС группируются конструктивно в «цифровые подрешетки». При значительном количестве возможных вариаций построения ЦФАР общность схемотехники заключается в обязательном наличии аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в каждом канале решетки для цифрового диагностического приемного тракта и цифроаналогового преобразователя (ЦАП) для передающего тракта (опционально). Все операции ЦФАР, возлагаемые на блоки, стоящие справа от АЦП/ЦАП на рисунке 1.1, в современных радиотехнических системах реализуются программным способом на базе высокоинтегрированных вычислительных и РЧ-приемопередающих структур – ПОР (SDR) системы [18, 19]. Важнейшим элементом ЦФАР является подсистема синхронизации, обеспечивающая синфазную работу аналоговых и цифровых элементов, в том числе – реализуемых программно, а также определение временных интервалов для привязки сигналов к системе единого времени (СЕВ). Управление режимами работы, итоговая обработка результатов и взаимодействие с системами более высокого уровня иерархии обеспечивает система управления (СУ).

В зарубежной литературе антенные системы с цифровой обработкой сигналов получили название интеллектуальные антенны («intelligent antennas»). В 80-90-х гг. военная радиолокация и радиоинформационные комплексы уже успешно использовали адаптивные ФАР. Однако они создавались на основе аналоговых СВЧ-технологий или гибридных технических решений, использующих сложные и малостабильные диаграммообразующие схемы ФАР с тысячами ферритовых или полупроводниковых фазовращателей и громадным числом делителей и сумматоров СВЧ-сигналов. Такие схемотехнические решения неизбежно приводили к прямым потерям энергии полезных сигналов в антенне, особенно при увеличении ее апертуры и числа формируемых лучей, а также способствовали нестабильности антенных трактов, что сказывалось на точности измерений и эффективности помехозащиты. Радиолокационные и радиоинформационные системы будущего должны создаваться на основе интеллектуальных ФАР с более эффективными техническими и экономическими характеристиками, обладающими следующими преимуществами:

- замена громоздкой, тяжелой, нестабильной аналоговой диаграммообразующей схемы с аналоговыми фазовращателями на высокоточные цифровые диаграммообразующие схемы, подключение малошумящих усилителей и усилителей мощности непосредственно к излучающим элементам решетки с минимальными потерями энергии сигнала;

- возможность электрически управлять в реальном масштабе времени не только фазовым распределением в раскрыве антенной решетки (что является также свойством обычной аналоговой ФАР), но за счет аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), максимально приближенным к полю излучателей, осуществлять быстрое управление амплитудно-фазовым распределением (АФР) в раскрыве как приемной, так и передающей ФАР;

- повышение точности угловых измерений, возможность адаптивно и гибко формировать нужное число лучей системы с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ), а также осуществлять формирование «нулей» диаграммы направленности

(ДН) в направлениях на помехи с глубиной дополнительного ослабления помех до 40 – 50 дБ;

- использование входов и выходов АЦП и ЦАП для полной цифровой обработки и формирования сложных широкополосных сигналов (фильтрация, модуляция, демодуляция, кодирование, декодирование, маршрутизация информационных потоков) [2].

Основные направления развития цифровых РЛС в мире приведены на рисунке 1.2 [54].

Table 1. Summary of SDR trend

Country	Research trend
America	<ul style="list-style-type: none"> - Joint radar-communication system - MIMO and adaptive waveform techniques - OFDM based multifunction radar - Analysis of micro-Doppler signatures between USRP-based and FPGA-based SDR - Hybrid radar scheme with continuous wave frequency modulation and pseudo-random code pulse techniques
EU	<ul style="list-style-type: none"> - USRP based L-band SDR system - Airborne SDR system - Multi-purpose SDR system which combined radar and a jammer function - USRP based C-band SAR system - USRP based OFDM radar system - Passive radar using SDR technology in a Wi-Fi network
Other countries	<ul style="list-style-type: none"> - Prototypes of ground penetrating radar (GPR) using SDR technology - Analysis method of human movement parameters using USRP - Study of USRP based weather radar - Multi-band multi-beam passive bistatic radar using USRPs and array antennas - USRP based SAR system - USRP based passive radar system - USRP based OFDM radar

MIMO=multiple-input and multiple-output, OFDM=orthogonal frequency-division multiplexing, USRP=Universal Software Radio Peripheral, FPGA=field programmable gate array, SDR=software defined radar, SAR=synthetic aperture radar.

Рисунок 1.2 - Основные направления развития цифровых РЛС в мире

Частные вопросы в области цифровых сканирующих антенных систем, волнующие мировое сообщество и подтверждающие актуальность решаемых в настоящей работе задач, а также правильность путей их решения приведены в [62]:

- В приемной решетке преобразование сигнала в цифровой вид осуществляется в каждом канале. В передающей решетке сигналы в каналах на выходе

диаграммоформирователя – цифровые, и преобразуются в аналоговый вид для усиления до уровня требуемой СВЧ-мощности и излучения в пространство. Есть другие определения цифровых решеток, но именно решетки, построенные по указанному принципу, имеют ряд существенных преимуществ: возможность формирования большого количества лучей одной апертурой, широкополосность за счет использования временных задержек в цифровых каналах, адаптивное управление формой ДН в условиях работы с помехами, гибкое формирование ДН неэквидистантных решеток с оптимальным размещением излучателей. В цифровых устройствах приемных АФАР, наряду с пространственной обработкой, может осуществляться временная обработка когерентных сигналов, что позволяет реализовать их временное накопление и работать с сигналами, имеющими уровни ниже шума. Возможности современных цифровых АФАР в решающей степени зависят от достигнутого уровня интегральных схем, технологии которых достигли высокого уровня и постоянно совершенствуются. Необходима стандартизация терминов и определений применительно к АФАР с цифровым диаграммоформированием, а также выделение грантов Минобрнауки ведущим лабораториям университетов для проведения НИР по изучению влияния параметров цифровых устройств на характеристики АФАР (Д.И. Воскресенский, д.т.н., проф., МАИ);

- В каналах решеток с фотонным диаграмообразованием устанавливаются не фазовращатели, а линии задержки. Это позволяет расширить рабочую полосу частот до более чем четырех октав. Управление временными задержками в каналах антенной решетки выполняется в оптическом диапазоне после преобразования радиосигнала с использованием модуляции оптической несущей по интенсивности. При прохождении по оптическому волокну несущая и ее радиочастотная огибающая получают временную задержку, зависящую от длины волокна. Радиосигнал вновь восстанавливается после демодуляции, на выходе фотодетектора, но уже с задержкой. Одним из способов управления временной задержкой является коммутация отрезков волоконно-оптической или интегрально-оптической линии разной длины. Другой подход основан на применении волоконно-оптических отражающих брэгговских решеток. В простейшем случае временные задержки мож-

но реализовать, используя дисперсионные свойства стандартного одномодового волокна. В СПбПУ разработан макет фотонного диаграммоформирователя для приемной решетки, работающий в диапазоне 1–18 ГГц. Макет выполнен на коммерческих оптоэлектронных компонентах. Использована технология плотного волнового мультиплексирования, DWDM: радиосигнал от каждого из антенных элементов модулирует свою оптическую несущую. Шаг расположения несущих по частоте равномерный и составляет 100 ГГц. Модулированные оптические несущие объединены в единое волокно мультиплексором, и далее поступают в блок временных задержек, где разные оптические несущие получают друг относительно друга требуемый временной сдвиг. Продемонстрирована возможность управления временной задержкой в диапазоне до 200 пс с СКО управляемой задержки 1,65 пс. Время переключения задержки – менее 1 нс при использовании интегрально-оптических переключателей на ниобате лития. Результаты измерений диаграммы направленности 5-элементной антенной решетки с фотонным диаграммоформирователем показывают возможность отклонения луча без изменения направления максимума в секторе углов ± 36 град. на частотах 6, 9 и 12 ГГц (Лавров А.П., д.ф.-м.н, проф., СПбГУ);

- Перспективные направления развития в области сканирующих антенных систем: увеличение плотности цифровых и аналоговых микросхем и количества элементов в них за счет совершенствования технологий, уменьшение энергопотребления элементной базы и модулей АФАР, применение новых материалов (графен, нанотрубки, метаматериалы и т.п.), применение квантовых компьютеров, создание интегральных схем с оптическими и инфракрасными линиями передачи данных, создание сверхширокополосных и многодиапазонных АФАР (Э. Брукнер, заслуженный лектор секции аэрокосмических электронных систем (AESS) IEEE):

Радиолокация на просвет использует известный факт, что плотность потока мощности поля рассеяния объекта вперед больше на 3–4 порядка, чем плотность потока мощности поля рассеяния назад. В ННИИРТ создан серийный многопозиционный радиолокатор, работающий на просвет и использующий указанные выше преимущества. Он состоит из 11 приемо-передающих антенных постов,

устанавливаемых на расстоянии 40–50 км друг от друга и образующих цепь длиной около 500 км, и единого пункта обработки (А.Б. Бляхман, д.т.н., АО «ФНПЦ «ННИИРТ»);

- Можно выделить два конкурирующих направления создания спутниковых антенн связи. Первое – цифровые АФАР с использованием ASIC на SiGe, второе – создание пассивных ФАР с применением электрически управляемых пленок жидких кристаллов. Инвестиции в эти разработки за последние шесть лет составили около \$220 млн. Несмотря на значительные инвестиции, приемлемых технических решений пока нет. Так, стоимость антенны с использованием свойств жидких кристаллов составляет сегодня около \$25 тыс., в то время как экономическая эффективность проектов OneWeb, SpaceX и им подобных обосновывалась при цене терминала со сканирующей антенной решеткой не более \$300. Соответственно, актуальны исследования для поиска решений, которые позволили бы создать ФАР/АФАР для перспективных спутниковых систем связи, адекватных по техническим и ценовым параметрам (Анпилогов В.Р., к.т.н., доцент, АО «ВИСАТ-ТЕЛ»).

В целом, материалы в известной литературе содержат общие представления о ЦФАР и их существенных преимуществах без раскрытия значительной части технических вопросов, прежде всего — в предметной области работы — области цифровых методов ЦФАР, что связано с малым практическим опытом их реализации в России и в мире.

1.2 Конструктивные особенности

Согласно функциональной схеме, приведенной на рисунке 1.1, с учетом имеющихся в известной литературе материалов в части математического аппарата, вариантов конструкций и др. возможно реализовать цифровую ФАР (ЦФАР). Схемотехнические решения приводятся отдельно от конструктивных, что не позволяет гарантировать достижения положительного результата проектирования вследствие существенной взаимозависимости этих решений.

Таким образом, для оценки предлагаемой конструкции на этапе технического предложения до изготовления опытных образцов целесообразно строить математическую модель — некоторые рекомендации приведены в [1, 2, 63].

В ЦФАР одним из технически сложных и важнейших с точки зрения как конечных характеристик, так и функциональности в принципе, является подсистема синхронизации и передачи данных.

Известно, что при передаче сигналов коаксиальные кабели типа РК-50-2-25С, РК-50-2-29С и аналогичные не обеспечивают требований к стабильности параметров из-за большого дрейфа фазы в зависимости от температуры, перегибов, многократной состыковки разъемов (фазовые сдвиги могут превышать 10 град.), а из-за старения органического диэлектрика не обеспечивают стабильности фазы в течение многолетней эксплуатации [64]. Нестабильность тактовых сигналов за счет физических свойств среды распространения (оптические или электрические линии передачи) с учетом влияния внешних воздействующих факторов (электромагнитные наводки, механические и температурные воздействия) в целом рассматриваются в литературе как явление джиттера синхросигнала в ЦФАР [10, 65]. С учетом известных из литературы данных, подтвержденных автором экспериментальным путем в ходе испытаний разрабатываемой в ряде НИР и ОКР аппаратуры, можно сделать вывод о критической важности таких параметров системы синхронизации и передачи данных ЦФАР как фазовые шумы и задержки синхросигналов, пропускная способность каналов передачи данных, устойчивость каналов передачи данных и синхронизации при работе в условиях воздействия электромагнитных помех, экстремальных значений механических и климатических факторов. Также современные условия требуют повышения технологичности производства, снижения массогабаритных показателей и повышения надежности разрабатываемых изделий. В указанных условиях для реализации каналов синхронизации и передачи данных ЦФАР наилучшим образом подходят оптические линии [17], которые и были взяты за основу при проектировании

подсистемы, однако при этом в процессе выполнения работы были обнаружены ряд существенных их особенностей и ограничений в применении, в соответствии с которыми приведенные в [17] схемы были существенно переработаны.

Известно о наибольшей критичности фазовых искажений для сигналов синхронизации, для передачи которых рекомендуется применение оптического кабеля. Так применение оптического кабеля в системе разводки тактовых и других фазостабильных сигналов дает практический выигрыш по фазовой стабильности с учетом условий эксплуатации примерно в 15 - 20 раз по сравнению с разводкой на коаксиальных кабелях, а также обеспечивает гальваническую развязку между устройствами и решает проблему обеспечения внутренней ЭМС [51, 66]. При этом, в известных решениях [11, 67] с целью обеспечения возможности раздачи аналоговых гетеродинов и сигналов передатчика оптическую разводку предпочитают выполнять с помощью аналоговых оптических элементов, что на порядок дороже и существенно объемнее [<https://sphotronics.ru/catalog/komponenty-i-moduli-volp/>, 23.02.2020] в сравнении с цифровыми оптическими элементами. Пример разводки сигналов синхронизации с использованием аналоговых волоконно-оптических линий (АВОЛП) приведен на рисунке 1.3 [67, 68].

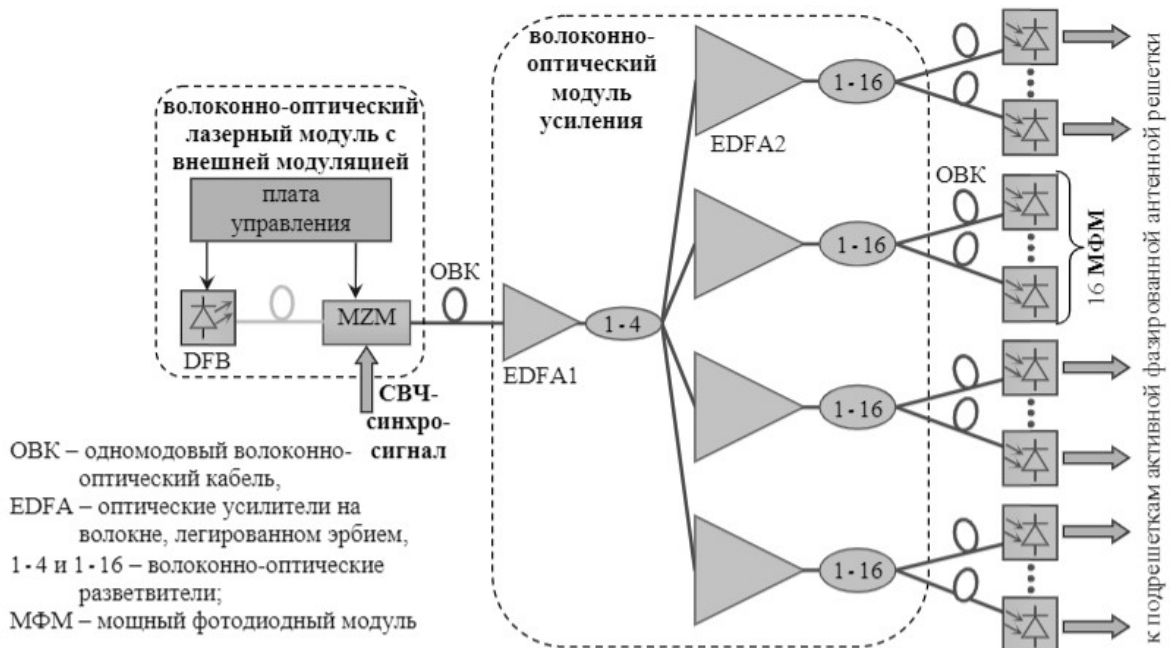


Рисунок 1.3 — Разводка синхросигнала с использованием аналоговых оптических трактов (разработка «НАН Беларуси»).

Схема разводки синхросигналов с использованием цифровых оптических элементов функционально будет аналогична приведённой на рисунке 1.4 с учетом перехода от аналоговых сигналов к цифровым и, соответственно, замены оптоэлектронных аналоговых приемопередатчиков цифровыми. Программная обработка при этом должна обеспечивать работу с цифровыми сигналами синхронизации и управления, аналоговые гетеродины для ряда приложений могут быть исключены при использовании схемы прямого цифрового радиоприема или при использовании схемы с синхронными автономными синтезаторами частот, размещенными в каждой из цифровых подрешеток. Как было показано выше, синхронизация является одним из определяющих факторов работоспособности и качества ЦФАР, что делает алгоритмы синхронизации важным структурным элементом, требующим глубокого понимания особенностей. Значительное количество радиотехнических систем предполагает размещение аппаратуры ЦФАР на вращающейся платформе. В таком случае при использовании оптических каналов применяют оптический вращающийся переход. Известны схемы с многоканальными оптическими вращающимися переходами, имеющие неприемлемо высокую стоимость и массогабаритные показатели [12] (ЗАО ЦНИТИ «Техномаш-ВОС», г. Москва) и [Электронный ресурс] URL: www.schleifring.de/wp-content/uploads/2016/11/SCHLEIFRING_Surveillance.pdf, свободный [дата обращения: 13.04.2020] (Shleifring North America LLC, США-Евросоюз) приведены на рисунке 1.4.

Таблица 5. Основные параметры устройства

Наименование параметра	Значение	
Длины волны используемого оптического излучения, мкм	1,31,	
	1,55,	
	0,85	
Число двунаправленных каналов, шт.	7	
Сквозные оптические потери, дБ, не более:	1,31 и 1,55 мкм	12
	0,85 мкм	16
Взаимовлияние каналов, дБ, не более	30	
Скорость вращения СВМ, об/мин	0...10	
Время готовности, мин, не более	25	
Напряжение питания, В	27	
Ток, потребляемый устройством, А, не более	7,5	
Масса, кг, не более	15	
Условия эксплуатации:	диапазон рабочих температур, °С	-50...+65
	влажность при 35° С, %	до 98
	давление, мм рт.ст.	до 150

Рис. 10. Фото общего вида устройства

Данное устройство позволяет обеспечить обмен цифровой информацией между аппаратурой, размещенной в неподвижном фюзеляже самолета-носителя, и во вращающемся обтекателе, расположенном вне фюзеляжа, со скоростью до 5 Гбит/с по семи независимым оптическим каналам.

Optical Transmission | Fiber-Optic Rotary Joints

Optical fibers transmit high data rates reliably over long distances. SCHLEIFRING offers fiber-optic rotary joints to provide a direct link to optical fibers. FORJs transmit any kind of digital or analogue optical signals regardless of the data protocol.

Highlights:

- Data rates of 10 Gbit/s or higher
- Not affected by EMI
- Temperature range: -40 °C to 85 °C
- Up to a capacity of 60 fibers



Рисунок 1.4 – Многоканальные оптические вращающиеся устройства

Известны варианты одноканальных вращающихся переходов – недорогие изделия освоены отечественной и зарубежной промышленностью. При использовании одноканального устройства возникает необходимость мультиплексирования потоков оптических каналов – один из вариантов решения задачи приведен на рисунке 1.5 [69].

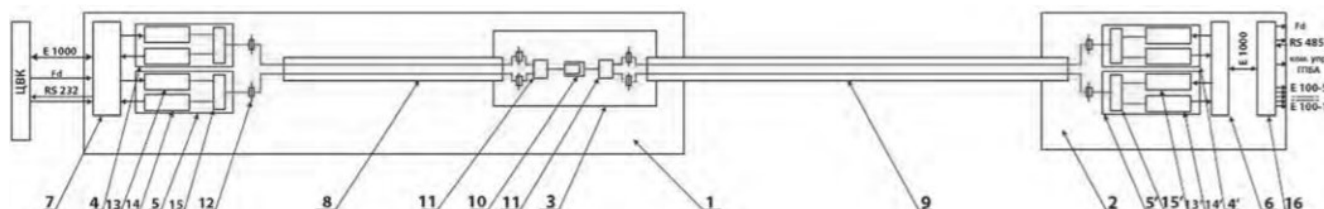


Рис. 1. Структурная схема ВОСПИ для ГАС с ГПБА: 1 – аппаратура ВОСПИ бортовой части; 2 – аппаратура ВОСПИ антенной части; 3 – оптический переход в составе лебедки спускоподъемного устройства; 4, 4' – бортовой и антенный приемопередающие модули резервного канала; 5, 5' – бортовой и антенный приемопередающие модули основного канала; 6 – драйвер управления антенными приемопередающими модулями; 7 – драйвер управления бортовыми приемопередающими модулями; 8 – кабель корабельный стационарный; 9 – кабель-буксир; 10 – модуль вращающийся оптический; 11 – волоконный разветвитель-объединитель; 12 – разъёмные или сварные соединения волоконных световодов; 13, 13' – оптический передатчик (ОТр) бортовой и антенной частей ВОСПИ; 14, 14' – оптический приемник (ОПр) бортовой и антенной частей ВОСПИ; 15, 15' – волоконный мультиплексор-демультиплексор бортовой и антенной частей ВОСПИ; 16 – антенный коммутатор каналов

Рисунок 1.5 – Схема оптического мультиплексирования

В приведенной схеме мультиплексирование в его классическом понимании не выполняется, что однозначно верно так как – здесь разнесены встречные потоки и выполняется безусловное суммирование основного и резервного каналов – однако основные принципы разнесения потоков по частотам оптических несущих реализуются средствами стандартных оптических приемопередатчиков. Данная схема может быть улучшена до необходимых требований путем применения уплотнения каналов по частоте несущей – например, на основе принципа Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) [Электронный ресурс] URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/DWDM>, свободный [дата обращения: 13.04.2020].

Полученная информация позволяет сделать выводы, что схемы синхронизации и передачи данных на основе оптических каналов с уплотнением цифровых потоков должны быть исследованы в ходе выполняемой работы с оценкой достигнутых параметров, а уплотнение оптических каналов может быть реализовано на основе технологий DWDM.

1.3 Развитие многопозиционных систем

В последние годы усложнение задач, решаемых радиолокационными станциями – эволюция радиолокационной обстановки (рост количества целей, повышение скоростей и маневренности целей, снижение радиолокационной заметности целей, ведение активного противодействия РЛС), повышение требований к характеристикам обнаружения РЛС (дальность, точность, информативность, помехозащищенность) – требуют использования новых подходов к построению систем. Одним из перспективных путей повышения эффективности функционирования РЛС является объединение отдельных РЛС и центра обработки и управления в единую сеть или систему – многопозиционную РЛС (МРЛС) [13, 14, 70].

Концепция МРЛС разрабатывается в мире с начала 1950-х годов для решения различных задач, прежде всего контроля воздушно-космического пространства. Интерес к многопозиционным радиолокационным системам постоянно растет – с конца 1990-х годов до настоящего времени объем научных статей, выполняемых исследовательских работ возрос кратно. Прежде всего это связано с появлением высокопроизводительных компьютеров и средств обработки сложных сигналов (радиолокационных, помеховых), способных обеспечить обработку больших объемов радиолокационной информации для достижения приемлемых точностных характеристик. Кроме того, появление космических радионавигационных систем (GPS, ГЛОНАСС и т.п.) позволило производить точную топопривязку и жесткую временную синхронизацию элементов МРЛС, что является необходимым условием при корреляционной обработке сигналов в подобных системах [71].

Основными преимуществами МРЛС по сравнению с однопозиционными являются [72]:

- возможность создания зоны действия требуемой конфигурации с учетом ожидаемой радиолокационной обстановки;
- высокая живучесть;
- высокоточное измерение пространственного положения цели;

- возможность измерения трех координат и вектора скорости цели и постановщиков помех;
- повышение разрешающей и пропускной способности;
- увеличение объема «сигнальной» информации;
- надежное наблюдение за малозаметными воздушными целями, в том числе, крылатыми ракетами и самолетами, изготовленными с использованием технологии «Стелс».

Дополнительными трудностями при создании МРЛС принято считать:

- необходимость совместного управления разнесенными позициями и передачи данных по линиям связи;
- дополнительные требования по синхронизации, передачи опорных сигналов, фазирования разнесенных позиций;
- повышение требований к устройствам обработки сигналов и производительности ЭВМ.

1.3.1 Алгоритмы работы и функциональное назначение территориально распределенных систем

США и ряд стран НАТО (Великобритании, Франции, ФРГ) активно проводят исследования и разработки в данной области. Например, специалистами американской фирмы «Локхид Мартин» на протяжении последних пятнадцати лет проводится разработка перспективной трехкоординатной радиолокационной системы обнаружения и сопровождения воздушных целей на основе многопозиционных принципов построения, которая получила наименование «СайлентСентри» (SilentSentry), принцип действия которой показан на рисунке 1.6 [71, 73].



Рисунок 1.6 - Принцип действия МРЛС «СайлентСентри»

Также известны принципы построения пассивных триангуляционных РЛС типа CELLDAR, представленной на рисунке 1.7 (имеется отечественный аналог) [74, 75]. Использование пассивного или полуактивного режимов работы, когда используется одна (или несколько) активных и несколько пассивных приемных позиций, или только несколько приемных позиций с подсветом фоновым излучением радиотехнических систем – спутниковых радионавигационных систем (СРНС), телерадиовещательных и др. – решает проблему повышения живучести.

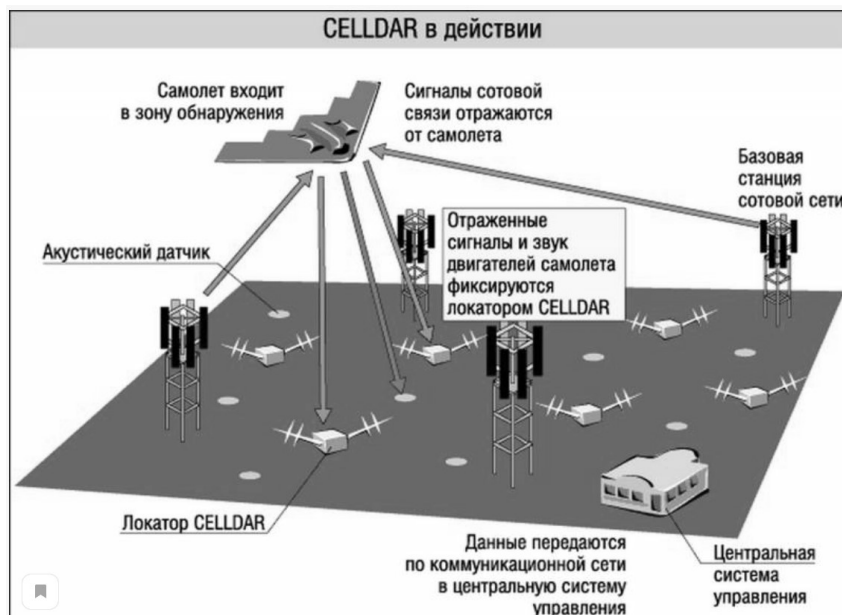


Рисунок 1.7 — Пассивная МРЛС

Широкое распространение получают многопозиционные системы для гражданской авиации и наземного транспорта на основе каналов передачи с активными ответом или вещательным ответом (МПСН) [76, 77]. Пример широкозонной МПСН для управления движением воздушных судов и наземного транспорта приведен на рисунке 1.8.



Рисунок 1.8 — МПСН для управления движением

Развитие системы контроля объектов на базе сети наземных станций может быть направлено на обеспечение сети передачи данных в труднодоступных районах посредством беспроводного широкополосного доступа (БШД), обеспечение локального навигационного поля в целях повышения точности навигации и защиты от воздействия пассивных и активных помех. Указанные схемы приведены на рисунке 1.9 [78, 79].

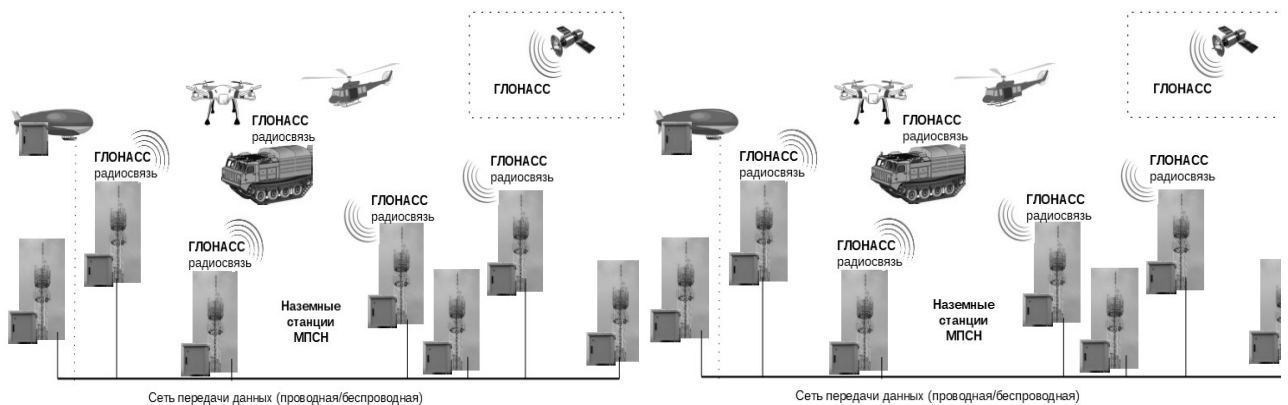


Рисунок 1.9 — Многофункциональная многопозиционная система

Представленные фундаментальные теоретические и практические основы построения вычислительных систем перспективных радиотехнических систем с ЦФАР, сформулированные несколько десятилетий назад, в целом актуальны и в настоящее время. МРЛС строится путем объединения разнесенных в пространстве передающих, приемных или приёмопередающих позиций для

совместной обработки получаемой ими информации о целях и помехах [13]. В английской литературе МРЛС именуется Multistatic Radar, Multisat Radar, Netted Radar и частный случай МРЛС – МИМО radar. Типовые отличия одиночной РЛС с ЦФАР, МРЛС и МИМО РЛС приведены на рисунке 1.10 (вычислительная система МРЛС в общем случае представляет собой комплекс вычислительных систем отдельных РЛС с объединением сегментов с помощью каналов передачи данных и сигналов синхронизации). Существенных подробностей в отношении принципов построения ВС МРЛС в известной отечественной и зарубежной литературе не приводится.

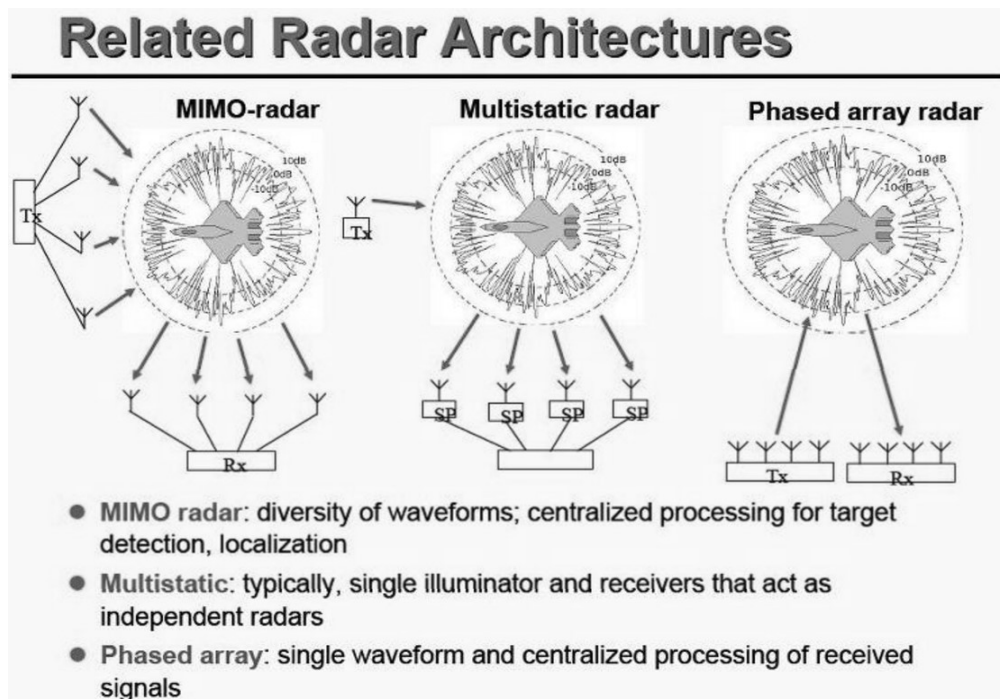


Рисунок 1.10 - МИМО РЛС, МРЛС и РЛС с ЦФАР

Из работ отечественных авторов, прежде всего, известны труды научных школ НГТУ (г. Нижний Новгород) [80...82] и ПАО «Радиофизика» (г. Москва) [6, 83]. Однако, известные решения предполагают наличие в зоне эксплуатации комплексов коммуникационной инфраструктуры для организации, как минимум, стабильной связи между позициями — выделенного радио или оптического канала передачи данных и сигналов синхронизации (возможно, мобильного, разворачиваемого вместе с МРЛС).

Анализ приведенных в литературе сведений показывает развитие в мире многофункциональных РЛС с цифровой обработкой сигналов, представляющих

собой, как правило, территориально распределенные (многопозиционные) комплексы, объединенные широкополосными каналами передачи данных. В работе же ставится цель реализации вычислительной системы с возможностью объединения позиций, разнесенных на значительные расстояния, расположенных в труднодоступной местности с отсутствующей коммуникационной инфраструктурой, с перспективой размещения на беспилотных роботизированных средствах – в том числе, беспилотных летательных космических и воздушных аппаратах, наземных и водных транспортных мобильных средствах. Применение таких МРЛС по принципу «роя» имеет значительные перспективы в части обеспечения новых возможностей при совершенствовании гражданских и военных технических систем.

Из вышесказанного следует, что для реализации заданного функционала с учетом предъявляемых к условиям эксплуатации требований необходима разработка унифицированных, высокопроизводительных, мобильных программно-аппаратных структур с интегрированными каналами передачи данных.

1.3.2 Передача данных по каналам РЛС

В многопозиционных системах подсистема передачи данных между распределенными модулями является одной из важнейших составляющих. Общепринятым решением в существующих прототипах является использование отдельных радиорелейных линий, что имеет ряд существенных недостатков:

- недостаточную дальность действия;
- подверженность электромагнитным воздействиям основного радиолокационного канала;
- неэффективное использование радиочастотного спектра (отдельные частоты для радиолокационного и связного каналов);
- увеличение количества аппаратуры;
- зависимость от коммуникационной инфраструктуры при использовании кабельных или спутниковых каналов передачи данных.

Таким образом, в отдельных зарубежных источниках приведена некоторая информация о разработках систем с передачей данных по основному радиолокационному каналу, однако, без раскрытия подробностей. Аналогичные решения в России не известны, при очевидной актуальности задачи, что связано, вероятно, с некоторыми фундаментальными отличиями аппаратуры систем связи от радиолокационной, несмотря на схожие принципы построения.

1.3.3 Синхронизация позиций МРЛС

Важной задачей создания МРЛС с кооперативным приемом и последующей когерентной обработкой радиолокационной информации (РЛИ), обеспечивающей высокие точностные характеристики, является задача привязки полученной РЛИ к единой шкале времени (ШВ), что дает возможность сочетания корреляционного и хронометрического методов измерения временных параметров сигналов. Так одними из наиболее сложных задач при построении МРЛС являются вопросы позиционирования, синхронизации по времени и высокочастотной (ВЧ) фазе - фазовой привязки [15].

Достаточная для многопозиционной обработки сигналов точность синхронизации в известной литературе не представлена, либо данные существенно разнятся. В общедоступных источниках не обнаружены конкретные зависимости точностных характеристик МРЛС от точности синхронизации позиций, не выведены ограничения допустимых частотных диапазонов МРЛС при конечной точности синхронизации позиций. При этом, известны исследования, где сообщается о достаточности точности синхронизации разнесенных позиций МРЛС равной 5 мкс и более, в зависимости от конструкции и назначения станции. В таблице 1.1 приведены известные средства передачи точного времени и их характеристики.

Таблица 1.1 – Средства передачи точного времени и частоты

Используемые средства	Погрешность, мкс	Зона действия, км
КВ радиостанции	100-2000	10000
УКВ радиостанции	10-100 ¹	100 ²
СВЧ радиорелейные	0,001-1 ¹	100 ²
СВЧ кабельные линии	0,001-1	50
Волоконно-оптические линии связи	0,001	1500
Радионавигационная система OMEGA	1	10000
Телевидение	0,001-1	100-1000
Радиоинтерферометры	0,001	15000
Транспортируемые часы	0,001-0,3	Глобальная
Искусственные спутники Земли (связи)	0,01-0,05	Региональная
Метеорологический ИСЗ	0,5	Региональная
ГНСС GPS/ ГЛОНАСС	0,01-0,1	Глобальная

Примечания

1. Для УКВ-диапазона точность неприемлема, необходимы проверки достоверности данных или поиск методов улучшения

2. При условии прямой видимости

Основными способами синхронизации является однопутевой (спутниковые радионавигационные системы, телевидение и т.д.) и двухпутевой методы (радиорелейные или кабельные линии связи, искусственные спутники Земли связи и т.д.). При однопутевом методе сигнал синхронизации (СС), связанный с меткой эталонной шкалы времени, распространяется по радиоканалу или по кабелю от задатчика, совмещенного с одним из пунктов, либо расположенного независимо. Синхронизируемый пункт, называемый также ведомым, принимает этот сигнал, измеряет его задержку относительно своей метки времени и вычитает из нее задержку распространения, определяемую по априорным или независимо полученным данным. Полученное значение характеризует рассогласование ШВ ведомого пункта относительно ШВ ведущего пункта. Таким образом, погрешность измерения рассогласования ШВ определяется погрешностью формирования и измерения задержки синхронизирующего сигнала относительно соответствующих шкал времени, а также погрешностью определения задержки распространения от задатчика к приемнику.

В зависимости от применяемого метода синхронизации возможны различные факторы, влияющие на измерения рассогласования. Для радиоканальных методов — это, в основном, флуктуации задержки распространения в атмосфере и многолучевость. Для методов спутниковой

навигации может оказывать влияние погрешность эфемеридного обеспечения. Многолучевость может оказывать как переменный эффект (для аппаратуры синхронизации на основе ГНСС), так и вызывать постоянное смещение рассогласования ШВ (для аппаратуры на основе средств связи). Кроме того, для всех методов синхронизации существенное влияние могут оказывать инструментальные погрешности, вызванные различием в условиях эксплуатации синхронизирующей аппаратуры в пространственно-разнесенных пунктах, а также нестабильностью опорных генераторов.

Флуктуации погрешности синхронизации (разности шкал времени) принято делить на две категории – быстрые и медленные. В зависимости от задач РЛС и применяемой аппаратуры синхронизации быстрые флуктуации имеют временной масштаб от долей секунды до десятков и сотен секунд, и, как правило, обусловлены тепловыми шумами, дискретным характером управления шкалой времени, колебательными процессами в петлях ФАПЧ и т.д. Медленные флуктуации имеют временной масштаб от долей часа до сезонных ходов. В частности, флуктуации, обусловленные ГНСС ГЛОНАСС, имеют глобальный цикл порядка 8 суток.

В аппаратуре синхронизации с аппаратной коррекцией ШВ на точность синхронизации также влияет погрешность коррекции, которая в зависимости от способа коррекции может достигать сотен наносекунд и более.

Интерес представляет историческая практика применения средств синхронизации РЛС различного назначения, широко описанная в открытых источниках.

В системе MMS (Кваджалейн, США) реализована временная синхронизация нескольких стационарных разнесенных позиций высокоточной многопозиционной измерительной РЛС с СКО $\pm 0,5$ нс. Синхронизация осуществляется методом двусторонней передачи посредством радиорелейных линий S-диапазона (4 ГГц) и наибольшим разнесом позиций 40 км.

В международном венецианском аэропорту Марко Поло прошла тестирование многопозиционная система контроля за воздушным движением

MLAT (от англ. Multilateration System). Она состоит из небольшого числа приемных элементов (до 20), регистрирующих сигналы от воздушных объектов в полосе 30 МГц на частоте 1090 МГц в условиях аэропортовой застройки. Координаты приемников и центрального пункта обработки РЛИ считаются известными. Используются следующие способы синхронизации для мультилатерации: синхронизация посредством внешних часов (режим универсальных часов), в которой сигнал внешних часов формируется ГНСС GPS и принимается приемниками сигналов GPS, предусмотренными во вторичных РЛС; односторонняя синхронизация посредством отдельного калибровочного ВЧ передатчика, вторичные РЛС расположены в пределах зоны покрытия калибровочного передатчика. СКО измеренной задержки одним приемником мультилатерационной системы составляет доли наносекунд, а результирующая ошибка по совокупности приемных элементов - единицы наносекунд.

В экспериментах по синхронизации разнесенных в пространстве ОГ по каналу связи «Земля-космос-Земля» методом двусторонней передачи, обозначаемым в иностранной литературе аббревиатурой TWSTFT (от англ. Two way satellite time and frequency transfer), использовался узкополосный ствол геостационарного спутника Telestar 5. Сообщается о достижении точности синхронизации 2 пс по времени и $0,1^\circ$ по фазе несущей на частоте 300 МГц при времени накопления от 1 с и более. В данных экспериментах показано, что при времени накопления 500 с точность синхронизации системы может быть лучше, чем при использовании в качестве ОГ водородного мазера. При синхронизации стационарных опорных генераторов (ОГ) для достижения наивысшей точности при передаче СС на расстояния до 1500 км можно использовать волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), обеспечивающие точность синхронизации 0,1..0,2 нс [15]. Аналогичные результаты получены и Российскими исследователями [16, 84] (следует учесть, что это – двухпутевые методы).

Спутниковые радионавигационные системы характеризуются высокими требованиями к формированию системной ШВ и ее поддержанию (хранению) в течение всего срока существования системы. Точность передачи шкалы времени в

двух разнесенных приемниках сигналов ГНСС составляет от нескольких нс (расстояние между приемниками до 1000 км) до 10-20 нс (при разнесении приемных точек до 5000 км). При использовании сигналов стандартной точности в приемниках ГНСС погрешность оценки ШВ на сегодняшний день составляет порядка 20..50 нс. При использовании дифференциальных методов измерения и длительном накоплении навигационных сигналов точность оценки ШВ может быть существенно выше - порядка 1..2 нс. В системе синхронизации разнесенных позиций, предназначенной для астрономических наблюдений радиотелескопа LOFAR (от англ. Low Frequency Array; диапазон рабочих частот 10...250 МГц, база 400 км) использована ШВ системы GPS. В качестве задающего генератора применяется рубидиевый стандарт частоты с относительной нестабильностью 10^{-11} . Это позволяет «отслеживать» и усреднять суточные уходы ШВ в 10...20 нс. Результаты оценок показали, что на интервале около 70 ч СКО разности показаний временных шкал в разнесенных точках пространства составила около 2 нс.

Большинство реализованных на практике методов позволяют достичь высокой точности синхронизации, при этом основной их недостаток – высокая стоимость, относительно малая база синхронизируемых разнесенных РЛС, отсутствие мобильности позиций, невозможность использования в труднодоступных районах. В отдельных источниках [91, 85...87] приводятся рекомендации замены аппаратных средств программными алгоритмами при использовании опорных генераторов с рядовой точностью, что позволит снизить стоимость синхронизаторов, однако, конкретных реализаций алгоритмов, а также однозначного подтверждения их работоспособности не приводится.

Следовательно, для МРЛС необходимо подобрать оптимально подходящий по ряду параметров – точность, стоимость, конструкция – способ синхронизации. Для исследуемых в работе МРЛС оптимальным представляется вариант использования сигналов СРНС и радиоканала. Достижимые погрешности синхронизации различных методов приведены на рисунке 1.11 [15].

Система (метод)	СКО, нс	Накопление, с	Метод передачи	Частота, МГц	Относительная нестабильность ОГ
VLA, США	0,003	—	Двусторонний	5000	—
MMS, США	0,5	—		4000	—
СРНС	10—50 1—2	От 10^3	Односторонний	~1200, ~1600	10^{-13} — 10^{-14}
TWSTFT	0,002—0,5	От 1	Двусторонний	300	10^{-9}
ВОЛС	0,1—0,2	—		10^8	10^{-9}
SATRE, Германия	0,03	До 10^5		20	10^{-9}
MLAT, Италия	2	—	Односторонний	1090	10^{-6} — 10^{-7}

Рисунок 1.11 – Погрешности синхронизации различных методов

Обобщая вышесказанное, в мире известно достаточно методов синхронизации позиций, однако большинство из них требуют использования кабельных каналов, что допустимо не во всех применениях МРЛС, где приоритет отдается беспроводным технологиям. Приведенные беспроводные методы синхронизации не описаны подробно, схемы синхронизации не приведены и требуют проработки, хотя достижимые различными методами точности могут быть использованы при выборе того или иного метода синхронизации.

1.4 Перспективы применения новых технологий

1.4.1 Радиофотоника

Развитие волоконно-оптических систем связи и, как следствие, появление дешевых волоконно-оптических компонентов (разветвители, изоляторы, циркуляторы, фильтры, мультиплексоры, усилители на волокне, легированном эрбием) и эффективных высокоскоростных оптоэлектронных приборов (лазерные диоды, электрооптические модуляторы, фотодетекторы) вызвало большой интерес к оптоэлектронным и оптическим технологиям в СВЧ-технике. В результате на стыке научных дисциплин, таких как волоконная, интегральная и

нелинейная оптика, лазерная физика, опто- и микроэлектроника, появилось новое направление науки – радиофотоника, основными предметами которой являются передача, генерация и обработка сигналов с помощью оптоэлектронных и оптических методов [67].

Радиофотоника позволяет создавать устройства и системы СВЧ-диапазона с параметрами, недостижимыми традиционными электронными средствами, в связи с чем радиофотонные устройства и системы (волоконно-оптические линии передачи и задержки СВЧ-сигналов, оптоэлектронные генераторы СВЧ, волоконно-оптические системы распределения СВЧ-сигналов и оптоэлектронные системы обработки СВЧ-сигналов) находят применение в радиолокации, радиоэлектронной разведке и радиоэлектронном противодействии. Основные преимущества устройств и систем радиофотоники связаны со свойствами оптического волокна: сверхнизкие потери (менее 0.4 дБ/км) и дисперсия (для СВЧ-сигнала), сверхширокополосность (ограничена полосой частот современных фотодиодов и электрооптических модуляторов, которая достигает 100 ГГц и выше), невосприимчивость к электромагнитным помехам, полная гальваническая развязка, механическая гибкость, малая масса и размеры. Вместе с тем в настоящее время широкому распространению устройств и систем радиофотоники в СВЧ-технике препятствует низкая эффективность электрооптического и оптоэлектронного преобразования [67].

Применение в антенных устройствах с АФАР технологий радиофотоники позволит повысить рабочую полосу частот, стабильность основных параметров, помехозащищенность и улучшить массогабаритные характеристики антенных устройств с приёмо-передающими АФАР, в том числе:

- снижение потерь в линиях передачи сигналов;
- повышение стабильности и повторяемости АФЧХ от канала к каналу в диапазоне рабочих частот и температур;
- повышение характеристик ЭМС / помехозащищённости каналов;
- повышение пропускной способности цифровых каналов передачи информации систем управления и контроля;

- возможность уплотнения сигналов – снижение числа линий передачи распределительных систем АФАР;
- аналого-цифровое преобразование принимаемых СВЧ сигналов на несущей частоте – в перспективе;
- улучшение массогабаритных характеристик передачи, приема, распределения, съёма сигналов и устройства диаграммообразования АФАР (особенно актуально для мобильных РЛК) [17].

Таким образом, основными элементами фотоники ЦФАР являются: оптическое волокно, модуляторы, фазовращатели, оптические разветвители, объединители, мультиплексоры, демультиплексоры, фотодетекторы, лазеры.

К основным элементам ЦФАР на элементах фотоники относят:

- высокоскоростные линии передачи данных (от единиц Гбит/с в настоящее время до сотен Гбит/с в перспективе);
- системы распределения сигналов синхронизации и опорного гетеродина по полотну АФАР;
- системы распределения зондирующего сигнала по полотну АФАР с оптическими фазовращателями;
- опорные генераторы (с низким уровнем фазовых шумов – до 20 дБ в сравнении с традиционными схемами на ФАПЧ; широкой полосой перестройки – от единиц до сотен МГц и скоростью перестройки в единицы микросекунд);
- устройства защиты каналов радиоприемника от сверхмощных воздействий электромагнитных излучений (приемник на электрооптических резонаторах);
- сверхширокополосные МШУ (с полосой до десятков ГГц);
- перестраиваемые СВЧ-фильтры;
- оптические смесители супергетеродинных приемников и приемников прямого преобразования с расширенным динамическим диапазоном и возможностью исключения комбинационных составляющих, а также сверхшироким диапазоном рабочих частот (до десятков гигагерц);
- оптоэлектронные АЦП (с частотой дискретизации до десятков ГГц).

Кроме повышения чувствительности, разрешающей способности за счет возможности использования широкополосных сигналов отдельный интерес представляют возможности получения рентгеновских объемных изображений как самих объектов локации, так и их внутреннего содержания.

Особенностью использования элементов фотоники в радиолокаторах является необходимость обеспечения стабильности фазы и фазовых характеристик, фазовой задержки сигналов: гетеродина, опорной частоты, сигналов передатчика и приемника, контрольных сигналов (пилот-сигналов).

АФАР охватывается сложными распределёнными системами разводки и съёма СВЧ сигналов, сигналов опорных и гетеродинных частот, импульсов синхронизации, сигналов управления и контроля. Антенное устройство содержит устройство диаграммообразования, блок АЦП (в случае аналого-цифрового преобразования принимаемых сигналов на полотне АФАР на выходах подрешёток). Требуется также система юстировки каналов АФАР в диапазоне частот и температур. Перечисленные системы и устройства АФАР, реализуемые на основе СВЧ микроэлектроники и СВЧ трактов (волноводов, кабелей), могут быть к настоящему времени реализованы на основе технологий радиофотоники для улучшения технических и эксплуатационных характеристик АФАР [17].

С целью получения высоких характеристик РЛС рассматриваются варианты проектирования тактовых генераторов на основе радиофотонных технологий - оптоэлектронные генераторы (ОЭГ) - с рекордно низким уровнем фазовых шумов (на генерируемой частоте 10 ГГц: -140 дБн/Гц при отстройке 10 кГц).

На сегодняшний день подобные генераторы выпускаются зарубежом, компания OEwaves (США) предлагает оптоэлектронные генераторы в двух вариантах: «компактный» в интегральном исполнении (модель СОЕО0422102) и «стандартный» в модульном исполнении с уровнем фазовых шумов (при генерируемой частоте 10 ГГц) -140 дБн/Гц при отстройке 10 кГц [Product Brief. Compact Opto-Electronic Oscillator (OEO). Low Phase Noise Microwave Signal Source Module. - OEwaves (www.oewaves.com), и «улучшенный», внешний вид которого приведен на рисунке 1.12 с уровнем фазовых шумов -163 дБн/Гц.

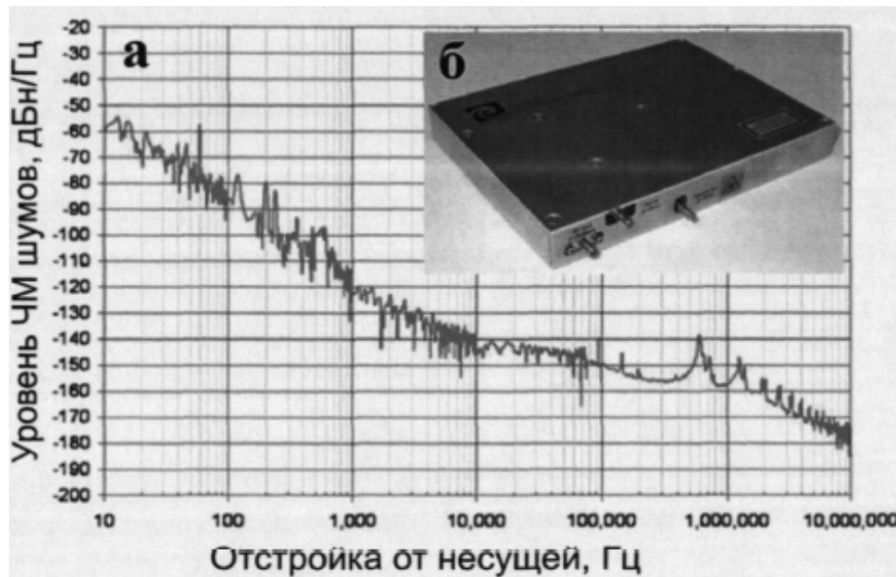
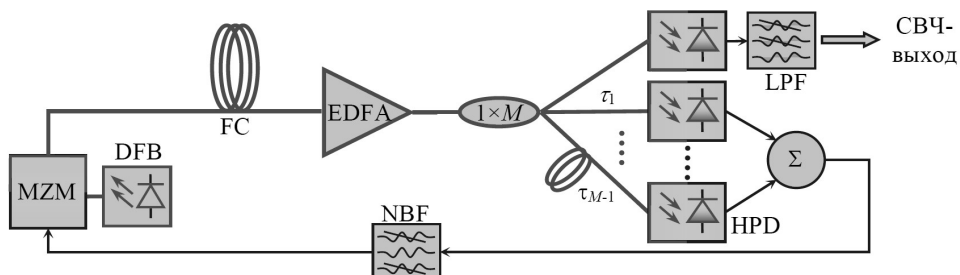


Рисунок 1.12 - Характеристика фазовых шумов (а) и внешний вид (б) оптоэлектронного генератора компании OEwaves.

Схема ОГ на базе радиотехнологий с задающим генератором на основе отрезка оптического волокна, приведенная на рисунке 1.13 исследована в Институте физики «НАН Беларуси» [67, 68].



Структурная схема оптоэлектронного генератора СВЧ на линиях задержки ($1 \times M$ – волоконно-оптический разветвитель, NBF – узкополосный СВЧ-фильтр, LPF – фильтр низких частот, FC – волоконно-оптическая катушка, Σ – СВЧ-сумматор, HPD – мощный фотодиодный модуль)

Рисунок 1.13 – Схема ОГ - Институт физики «НАН Беларуси».

Обзор литературы в области технологий радиофотоники [88...90] позволяет сделать выводы об их существенных преимуществах за счет иных физических принципов, однако изученность вопросов является крайне низкой, а большинство заявленных улучшений если и могут быть получены, то не в ближайшее время. Сегодня может быть целесообразным использовать отдельные освоенные элементы — системы передачи данных и сигналов синхронизации, оптоэлектронные генераторы. Сформулированный автором примерный план перехода к радиофотонным технологиям в ЦФАР приведен на рисунке 1.14.

Поэтапный переход к радиофотонным технологиям в радиотехнических системах



Рисунок 1.14 — План перехода к радиофотонным технологиям в ЦФАР

Представленный план перехода к РОФАР является реалистичным, отдельные компоненты могут быть применены с получением нового качества ЦФАР уже в настоящее время, однако большинство радиофотонных технологий требуют существенного объема исследований с последующим освоением технологий производства в течении достаточно длительного временного интервала, в связи с чем в ближайшие десятилетия ключевыми технологиями ВС ЦФАР останутся цифровые.

1.4.2 ЭКБ высокой степени интеграции

Современные системы с антенными решетками, как и сложнокомплексированные радиотехнические системы в целом, имеют тенденцию к повышению степени интеграции за счет перехода от маршрута схмотехнического проектирования на печатных платах к маршруту проектирования интегральных схем, где аппаратные компоненты становятся унифицированными для различных видов изделий [91] и выпускаются значительными партиями на специализированных фабриках. Радиотрансиверы со встроенными АЦП и ЦАП, программируемые логические интегральные схемы со

встроенными процессорами, гибридные интегральные схемы для однокристалльной реализации приемо-передающих радиомодулей [91] определяют облик перспективных радиосистем и являются основой их конкурентоспособности по части достижимых технических характеристик, массогабаритным и стоимостным показателям, степени надежности и технологичности [92, 93].

Особого рассмотрения требует подход к построению программного обеспечения, позволяющий легко модифицировать характеристики вычислительных блоков под требования системы [94, 95], а также к технологиям проектирования, позволяющим добиваться приемлемой стоимости и высокого качества систем как при серийном производстве, так и в случае модификации. Роль алгоритмов и программного обеспечения, как инструмента, несущего в указанных условиях основную интеллектуальную составляющую и трудоемкость изделия, существенно возрастает.

Представленные технологии позволяют реализовывать ЦФАР с использованием многофункциональной электронной компонентной базы (ЭКБ) высокой степени интеграции типа система-на-кристалле (СНК) с использованием принципов программно-определяемой радиосистемы (ПОР, SDR), что иллюстрируется рисунком 1.15

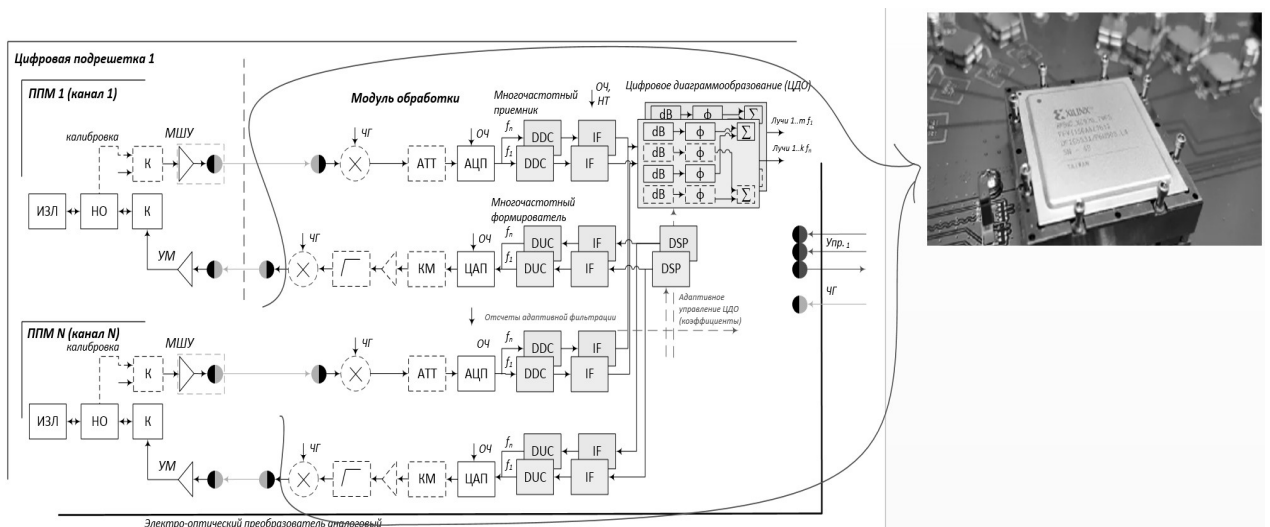
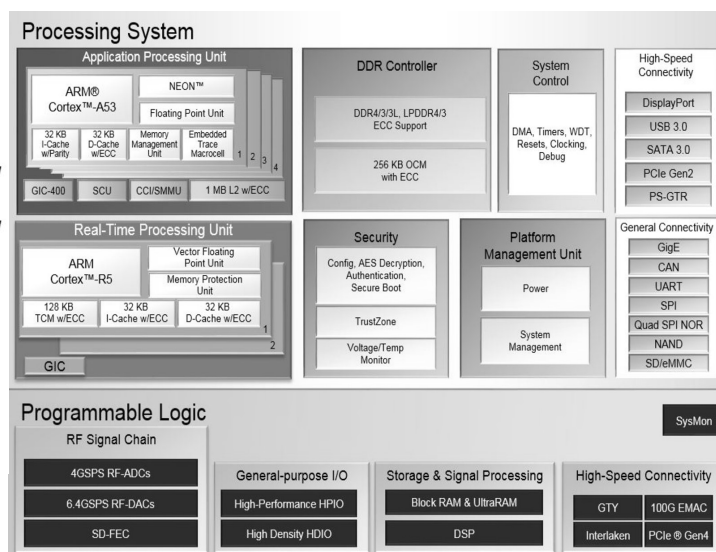
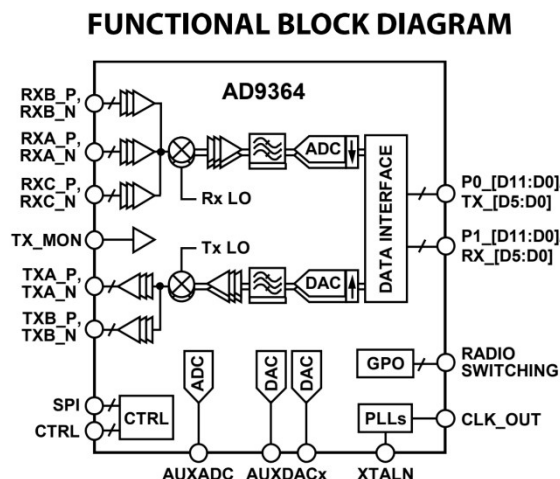


Рисунок 1.15 – Схема ЦФАР на кристалле СНК - RF SOC (Xilinx, США)

Примеры компонентов высокой степени интеграции для применения в современных антенных системах с ЦАР приведены на рисунке 1.16.



- а) радиотрансивер со встроенными АЦП и ЦАП б) ПЛИС со встроенными процессорами и РЧ-приемопередатчиками

Рисунок 1.16 - Компоненты высокой степени интеграции для ЦФАР

Обобщая вышесказанное, маршрут проектирования перспективных цифровых антенных систем должен включать следующие составляющие:

- аппаратная часть модуля обработки (HW) с высокопроизводительным цифровым вычислителем и радиочастотным трактом в виде высокоинтегрированных компонентов;
- программная часть модуля обработки (SW), выполненная по принципу ПОР (SDR) или, в другой терминологии, когнитивной радиосистемы (CRS);
- внешние радиочастотные компоненты, включающие антенный излучатель с МШУ (LNA) и УМ (PA).

Очевидно, что развиваемые технологии высокой степени интеграции безусловно являются новым этапом в разработке электронных систем, более технологичны как в части аппаратных характеристик, так и в части организации процесса проектирования, в котором существенной долей является разработка программной реализации – переход к программно-определяемым радиосистемам.

1.4.3 Технологии программно-определяемых радиосистем

В настоящее время наиболее распространенная и совершенная архитектура для построения программно-определяемых радиосистем – архитектура SDR на

базе устройств Zynq компании Xilinx (США) [18], представленная на рисунке 1.17. Архитектура определяет используемые аппаратные и программные компоненты, средства и маршруты проектирования.

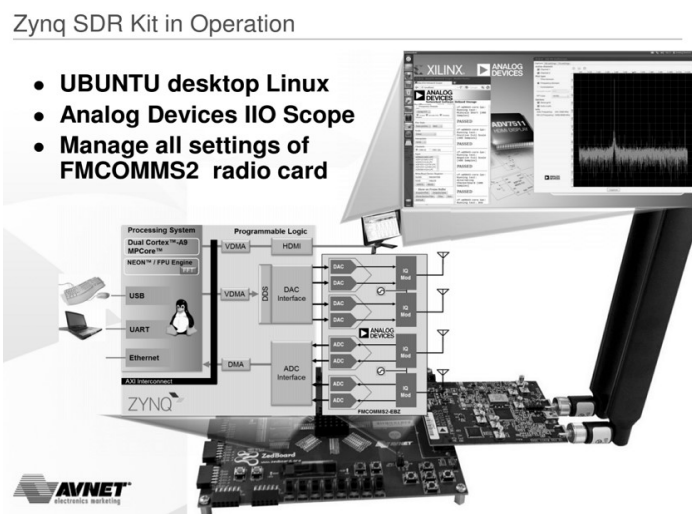


Рисунок 1.17 - Архитектура ПОР (SDR) компании Xilinx (США)

Для программного обеспечения действуют отдельные правила в части модульности, уровней иерархии, повторного использования и другие, свойственные для любого программного обеспечения [19, 55].

Программно-аппаратная платформа в части аппаратного и программного обеспечения должна обладать следующими принципами:

- использование современных технологий (обеспечение необходимой производительности, повышение эффективности разработки и производства);
- модульность (обеспечение взаимозаменяемости и возможности подбора оптимальных модулей);
- возможность использования одних и тех же компонентов в разных проектах (как аппаратных, так и программных);
- преимущественно отечественные технологии.

Составные части ПОР ВС ЦФАР приведены на рисунке 1.18

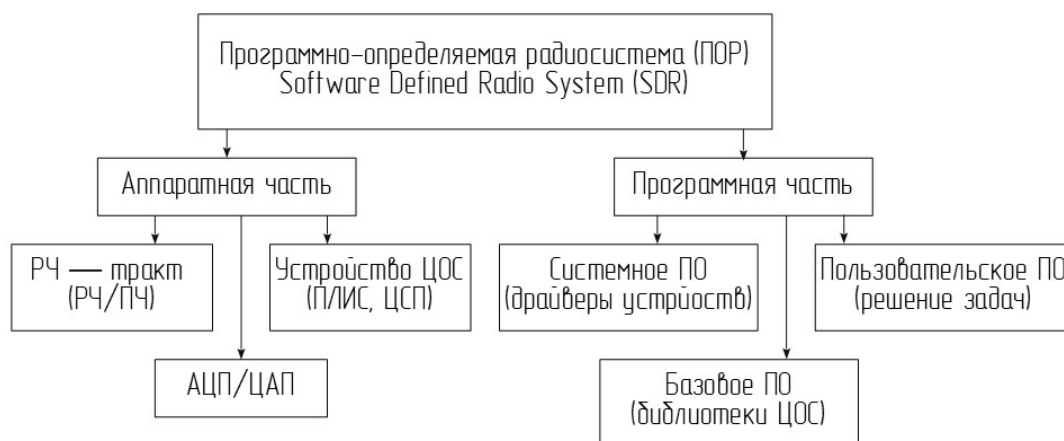


Рисунок 1.18 – Составные части ПОР ЦФАР

1.5 Постановка проблемы

В п. 1.1 — 1.4 рассмотрено основное состояние вопросов по проблематике цифровых антенных систем, представляющих интерес с учетом решаемых в работе задач.

1. Техническое решение ЦФАР вносит определяющий вклад в технические параметры, характеристики технологичности, надежности, стоимости конечного изделия, таким образом на этапе технического проектирования для минимизации рисков НИОКР целесообразно использовать определенный алгоритм выбора оптимального конструктивного решения (синтеза) ЦФАР. В настоящее время известные способы моделирования предполагают проведение сложных математических расчетов и использование больших объемов статистической информации, что предопределяет существенные временные и финансовые затраты, при этом не всегда оказывается возможным получить комплексную оценку системы по причине отсутствия формализуемых алгоритмических решений. Так как показатель качества ЦФАР зависит от многих факторов, имеющих сложные математические зависимости, определяемые только для отдельных составных частей, представить действительную модель качества ЦФАР на их основе представляется практически невозможным. В условиях отсутствия прямых математических зависимостей и формализуемых решений для выбора оптимального конструктивного исполнения ЦФАР представляется целесообразным рассмотреть возможность применения какого-либо из эвристических методов. Кроме того, описание типовых конструкций

многоканальных ЦФАР в известных источниках в настоящее время не приводится, при этом, в случае неправильного подхода к проектированию на начальном этапе существенно увеличиваются риски неполучения необходимого результата в заданные сроки, в существующих финансовых рамках, при возможности получения принципиально отрицательных результатов проектирования по техническим критериям. В связи с этим, проработка и утверждение типовых конструкторских решений многоканальных ЦФАР также является актуальным научным вопросом.

2. Улучшение технических характеристик ЦФАР в большинстве случаев достигается увеличением числа цифровых каналов, в пределе – каждый канал ФАР формирует и принимает сигнал в цифровой форме с помощью ЦАП и АЦП. В указанных случаях известные принципы построения устройств цифровой обработки сигналов (ЦОС) в виде сосредоточенных модулей становятся неприменимыми. Приведенные в источниках сведения не предусматривают необходимости анализа взаимозависимости схемотехнических и конструктивных решений с учетом применяемых технологий, частотного диапазона, числа каналов, других особенностей целевого изделия. В результате при верных схемотехнических решениях в прототипе присутствует значительное количество длинных кабелей различного назначения, объединяющих элементы системы, что снижает технологичность и надежность, является источником искажения амплитудно-фазового распределения ЦФАР по причине изменяющихся во времени и температуре характеристик, а также вследствие воздействия электромагнитных полей, прототип ЦФАР с указанными недостатками приведен на рисунке 1.19. Эффективным вариантом уменьшения количества кабельных соединений в многоканальных ЦФАР является разнесение модулей цифровой обработки возможно ближе к излучателям, следовательно, актуальной является задача синтеза многоканального цифрового устройства, распределенного по полотну антенной решетки, каналы передачи данных и сигналов синхронизации которого должны иметь высокую производительность при устойчивости к

внешним воздействующим факторам (например, с использованием оптических каналов).

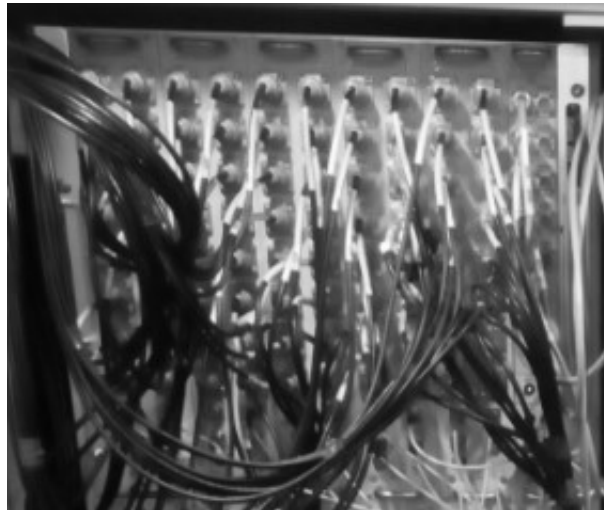


Рисунок 1.19 — Конструкция прототипа цифровой ФАР

3. Значительное количество линий синхронизации и передачи данных многоканальных ЦФАР усложняет задачу их трансляции с поворотной платформы на стационарный модуль управления. Известные решения – перенос модуля управления на полотно антенны, использование многоканальных переходов – не являются эффективными по стоимостным и техническим характеристикам. Каналы синхронизации и передачи данных на базе оптических линий требуют разработки метода уплотнения нескольких оптических каналов синхронизации и данных ЦФАР в один оптический двунаправленный канал. Эффективных способов объединения в известной литературе не представлено.

4. Переход к многопозиционным системам позволяет использовать преимущества методов кооперативной обработки сигналов и информации. В известных решениях для объединения позиций чаще всего применяются оптические или проводные линии синхронизации и передачи данных. При этом для позиций, размещаемых в труднодоступной местности с отсутствующей инфраструктурой или на мобильных платформах, требуется разработка беспроводных методов синхронизации и передачи данных многопозиционных систем. Кроме того, разработанный метод передачи данных должен обладать увеличенной дальностью действия для снижения количества позиций в группировке и стоимости поля наблюдения в целом.

5. Создание эффективных систем ЦФАР невозможно без применения современных критических технологий, к которым относят: радиофотонные микроэлектронные технологии, в том числе — технологии высокой степени интеграции вычислительных и СВЧ-компонентов; технологии цифровой обработки сигналов, в том числе - цифрового радио. Важным видится проектирование микроэлектронных систем высокой степени интеграции с использованием доступных на международных рынках фабрик и собственных программных библиотек ЦОС при переходе к маршруту проектирования радиоэлектронных систем по бесфабричной технологии (fabless). Особое внимание следует уделить развитию в мире блочных языков проектирования на основе пакетов MATLAB/Simulink, в том числе с ориентацией на поддержку указанными пакетам программно-определяемых платформ.

Указанная проблематика прямо связана с тематикой работы по разработке усовершенствованной технологии устройства ЦОС многоканальной ЦФАР с ЦДО в приемном и передающем каналах на базе распределенного по полотну антенной решетки вычислительного устройства с оптическими цифровыми каналами, возможностью работы в многопозиционном режиме с синхронизацией и передачей данных беспроводным способом.

2 РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЙ

2.1 Исследование путей улучшения конструкций ЦФАР

2.1.1 Разработка методики оценки качественных показателей базовых конструкций

В ЦФАР оперирование цифровыми потоками является, как показано выше, неоспоримым преимуществом и предоставляет возможность реализации эффективных алгоритмов, существенно повышающих ТТХ изделий. Место границы раздела аналог-цифра в конструкции цифровых антенн не является строго регламентированным, а выбор ее расположения кардинально сказывается как непосредственно на конструкции, так и на итоговых характеристиках. Варианты конструкций устройств ЦОС ЦФАР, составленные автором по результатам анализа ряда известных реализаций, представлены на рисунке 2.1.

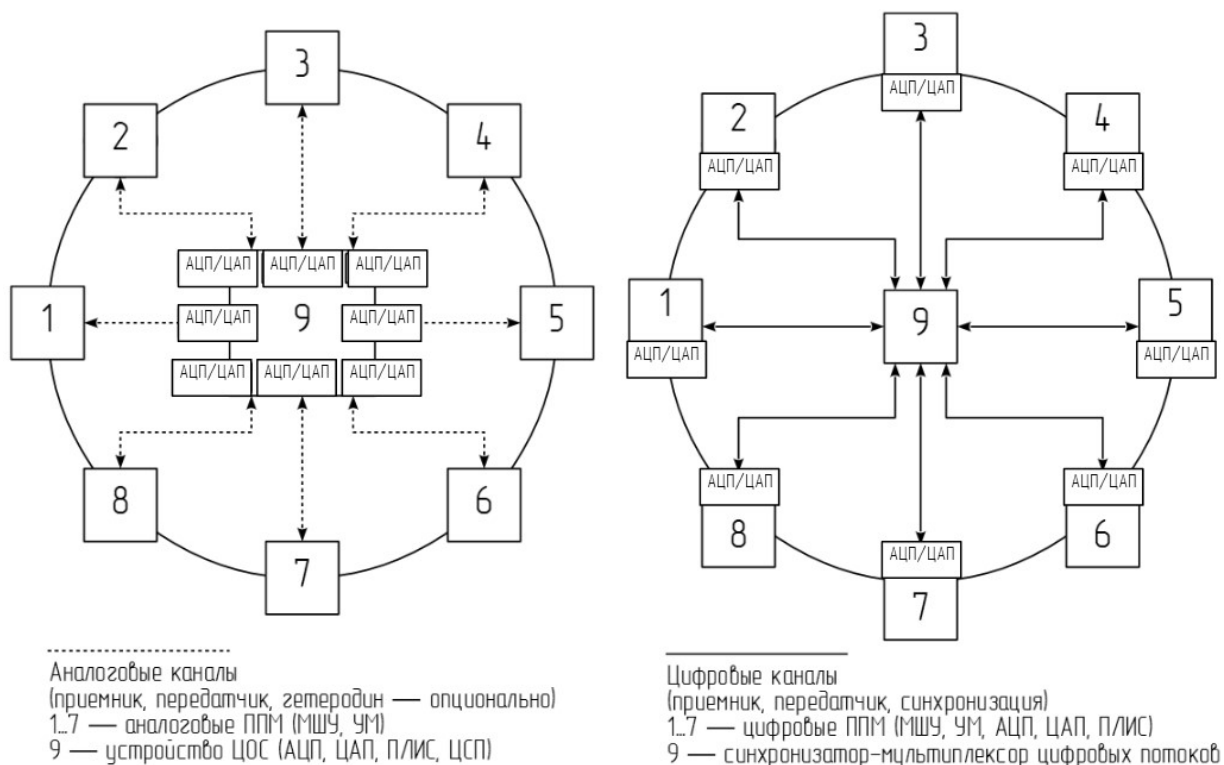


Рисунок 2.1 - Конструкции ЦФАР с сосредоточенным и распределенным устройством ЦОС (ППМ показаны условно, в компоновке кольцевой решетки)

Преимущества ЦФАР с сосредоточенным устройством ЦОС: аппаратура ЦОС может быть установлена в отсеке с нормальными климатическими условиями, вычислительный модуль – автономная конструктивная единица. Недостатки: потери в аналоговых линиях (оптические существенно усложняют конструкцию и увеличивают стоимость изделия), плохая ЭМС аналоговых линий, возможна деградация характеристик с течением времени, сложность технического обслуживания.

Преимущества ЦФАР с распределенным устройством ЦОС: потери в линиях передачи не критичны, устойчивость к электромагнитным наводкам и внешним воздействующим факторам (ВВФ), применение оптических линий снижает риск деградации параметров с течением времени. Недостатки: необходимость всепогодного исполнения модулей ЦОС, обеспечения высокоскоростных каналов передачи данных и высокоточной системы межмодульной синхронизации.

Представленная концепция цифровой ФАР определяет возможное конструктивное исполнение, где аналоговые сигналы преобразуются в цифровую форму возможно ближе к излучателям и дальнейшая информационная схема антенной системы сводится к передаче полностью цифровых потоков данных (за исключением, возможно, аналогового гетеродина при использовании супергетеродинной схемы аналоговых трактов приемника и передатчика). Вторым вариантом предусматривает исполнение ФАР, где цифровые компоненты сосредоточены в центральном вычислителе, а сигналы по полотну передаются в аналоговой форме.

При передаче сигналов в аналоговом виде линии подвержены влиянию электромагнитных наводок, шумов, изменениям характеристик вследствие деградации, а самой большой проблемой являются значительные потери, требующие установки дополнительных схем компенсации, что повышает сложность изделия, приводит к увеличению потребляемой мощности и дополнительным искажениям сигналов. Так, в прототипах РЛС при передаче энергии от усилителя мощности до излучателя только на коаксиальных кабелях

длинной 10-30 м теряется до 1-3 дБ в частотном диапазоне до 1 ГГц; в более высокочастотных диапазонах потери растут линейно с коэффициентом 1,5 [64].

С учетом вышесказанного, выбор оптимальной конструкции ЦФАР из совокупности рассматриваемых возможных реализаций целесообразно осуществлять на основе мажорирования наиболее важных критериев с оценкой свойственных им преимуществ и недостатков.

При выборе оптимальной структуры ЦФАР как правило сталкиваются с задачей составления математической модели (ММ). ММ отдельных модулей могут быть составлены относительно просто, модель же системы в целом не имеет как правило простых или формализуемых алгоритмических решений, что существенно усложняет задачу моделирования ЦФАР и приводит к значительным временным и материальным затратам. Вариантом, способным минимизировать указанные недостатки, может быть вариант с использованием эвристических методов. Одним из таких методов является метод экспертных оценок [96], заключающийся в том, что разработчик на основе своего опыта и изучения информационного материала составляет набор структурных схем применительно к удовлетворению требований технического задания. Далее выбранные схемы оцениваются экспертами – специалистами в предметной области. По результатам оценок подсчитываются суммарные показатели качества для совокупности предлагаемых решений и определяется оптимальное по актуальным критериям качества решение.

Для оптимизации предлагается использовать обобщённую целевую функцию, в которой учтены все основные характеристики и параметры проектируемой ЦФАР. Обобщённая целевая функция для n особенностей k -ого технического решения может быть представлена в виде формулы

$$\xi_k = \sum_{i=1}^n \gamma_i \cdot \zeta_i \quad (2.1)$$

где: γ_i – коэффициент значимости i -ого показателя качества;

ζ_i – i -й показатель качества в k -ом варианте схемы.

При соответствии большего значения коэффициента эффективности лучшему качеству наилучшим будет k -ый вариант схемы, соответствующий максимальному значению обобщенной целевой функции.

С учетом индивидуальных особенностей каждого из оцениваемых в процессе проектирования технических решений обобщенная формула качества может быть представлена соответствующими модификациями. Один из вариантов показан в виде формулы, где в левой части – исходные данные (данные ТЗ), достаточные для однозначного определения возможной схемы ЦФАР, в правой части – вектор значимых для потребителя (производителя) изделий показателей качества ЦФАР (предложены автором)

$$AESA_{opt}(Sch, n, d/l, F) = \{ Tch, Pr, DM, Kr, Km \} \quad (2.2)$$

где: Sch – вариант схмотехнической реализации ВС ЦФАР;
 n – количество цифровых каналов ЦФАР;
 d – (шаг решетки) расстояние между соседними каналами АР;
 l – линейные размеры УФОС ЦФАР;
 F – частотный диапазон;
 Tch – технические характеристики ЦФАР в части качества АФР;
 Pr – стоимость;
 DM – массогабаритные показатели;
 Kr – надежность;
 Km – технологичность.

Предложенная модель определения качества ЦФАР позволяет рассматривать практически полное множество возможных технических решений в части их построения, при этом ММ имеет достаточно общий вид и для решения задач оптимизации в рамках конкретной реализации (конкретного изделия) может уточняться по сходной методике.

При оценке по (2.2) по 5-бальной системе (где оценка 5 соответствует наилучшему показателю качества, 1 – минимально допустимое значение жизнеспособности изделия, а элементы вектора значимости параметров AESA представлены диапазоном от 0 до 1,0, где 1,0 соответствует наибольшей значимости соответствующего параметра, 0 – параметр качества не используется

в оцениваемой реализации) итоговые оценки могут быть представлены в виде, приведенном на рисунке 2.2.

$$AESA_{opt1} = \left\{ \begin{array}{l} \text{Sch}=1, n=10, d \gg \lambda, \text{UHF}) = \{ \text{Tch-3, Pr-5, DM-5, Kr-5, Km-5} \} \\ \text{Sch}=1, n=50, d \gg \lambda, \text{UHF}) = \{ \text{Tch-3, Pr-4, DM-3, Kr-3, Km-3} \} \\ \text{Sch}=1, n=100, d \gg \lambda, \text{UHF}) = \{ \text{Tch-3, Pr-4, DM-2, Kr-2, Km-2} \} \end{array} \right\}$$

$$AESA = \{ 1,0; 0,6; 0,2; 0,9; 0,7 \}$$

$$AESA_1 \begin{pmatrix} n = 10 \\ n = 50 \\ n = 100 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 15 \\ 11 \\ 9 \end{pmatrix}$$

- матрица экспертных оценок

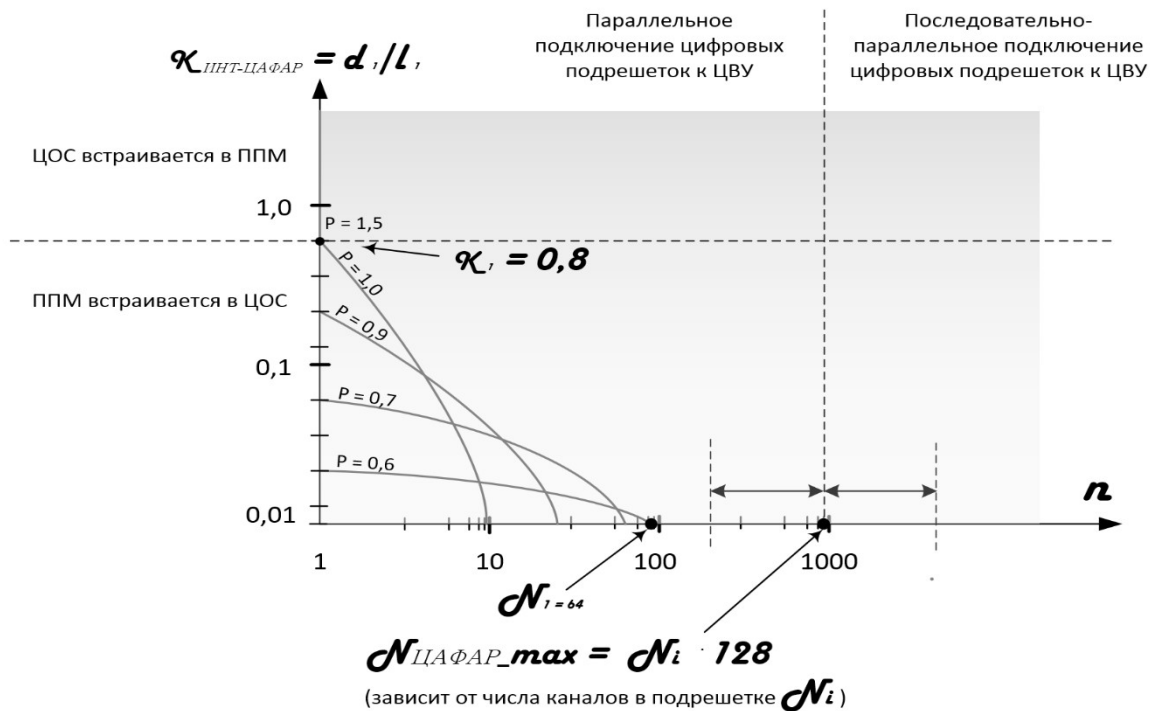
- вектор значимости критериев качества

- показатели качества для различного числа каналов одной схемы

Рисунок 2.2 - Показатели качества для одной реализации ВС ЦФАР для различного количества каналов

Конструкторскому подходу к объединению цифровых каналов антенных систем в группы – цифровые подрешетки – посвящены некоторые научные работы [10, 97]. Общепринято группировать каналы в подрешетки в соответствии с возможностями вычислительного устройства подрешетки – по способностям обработать определенное количество каналов, однако, на практике указанное правило работает только в общем случае и только для наиболее типичных и распространенных форматов антенных систем при классификации их по частотному диапазону и шагу подрешетки. На практике, кроме решеток с классическим шагом $\frac{1}{2} \lambda$ в наиболее распространенном сантиметровом диапазоне, имеется значительное количество антенных систем с другими параметрами (разреженные подрешетки, подрешетки метрового, миллиметрового и других диапазонов), где применение общепринятого закона может быть не эффективным или вообще невозможным. Оптимальный вариант построения антенной системы предписывает минимизировать длины аналоговых трактов каналов решетки, что на практике однозначно определяет зависимость конструкции решетки и количества каналов в ней от линейных размеров цифрового устройства формирования и обработки сигналов (УФОС). Таким образом, целесообразно

ввести правило, позволяющее с высокой степенью точности поставить в соответствие исходным данным на проектирование типовую оптимальную конструкцию антенной системы. С указанной целью в использование вводится понятие коэффициента интеграции ЦФАР – $K_{И_ЦАФАР}$, определяемого как отношение шага решетки - d к линейному размеру УФОС – l . Графическое представление выбора параметров подрешеток для оптимальной ВС ЦФАР может



быть представлено в виде зависимостей, представленных на рисунке 2.3.

- d – шаг решетки (расстояние между соседними излучателями);
- l – линейные размеры цифрового устройства обработки сигналов (УФОС);
- $K_{ИТ_ЦАФАР}$ – коэффициент интеграции ЦФАР;
- K_I – граничное значение коэффициента интеграции ЦФАР;
- N_1 – максимальное количество цифровых каналов в подрешетке;
- $N_{ЦАФАР_max}$ – максимальное количество цифровых каналов в ЦФАР;
- P – коэффициент стоимости цифрового канала.

Рисунок 2.3 – параметры интеграции цифровых подрешеток и варианты соответствующих конструкций ЦФАР

Графики рисунка 2.3 показывают типовые зависимости степени интеграции цифровой подрешетки и количество каналов n УФОС для оптимальной конструкции ЦФАР. Так видим, что для значений $K_{ИТ_ЦАФАР}$, близких к граничному, оптимально использовать 8-канальные УФОС, с уменьшением

$K_{\text{ИНТ_ЦАФАР}}$ и увеличением степени интеграции ЦАФАР целесообразно повышать и степень интеграции УФОС. Стоимость канала при повышении степени интеграции имеет тенденцию снижения с коэффициентом P .

Безусловно реализуемое количество каналов антенной системы $N_{\text{ЦАФАР max}}$ при подключении цифровых подрешеток по параллельной схеме пропорционально максимальному числу обрабатываемых цифровых потоков, передаваемых по оптическим каналам параллельно. При необходимости подключения большего количества каналов ЦАФАР и, соответственно, большего количества цифровых подрешеток целесообразно вводить последовательно-параллельное подключение подрешеток.

Конструирование ЦАФАР целесообразно вести с учетом необходимости минимизации количества и длин аналоговых и, по возможности, цифровых каналов, что достигается путем оптимального размещения и выбора числа каналов цифровых подрешеток с учетом отношения линейных размеров УФОС и шага решетки — в случаях, когда расстояние между излучателями существенно превышает линейные размеры УФОС, может быть целесообразным использование одноканальных УФОС.

Учет комплекса параметров, определяющих ключевые характеристики ЦАФАР, в условиях существенной неопределенности, сложной взаимозависимости факторов может быть осуществлен по предложенной методике, основанной на методах экспертных оценок. Методика позволяет сформулировать критерии и выполнить оптимизацию синтезируемых схем ЦАФАР по заданным параметрам при минимальных временных и материальных затратах.

2.1.2 Синтез схемы с оптическими каналами передачи данных и сигналов синхронизации

Известна схема ЦФАР, приведенная на рисунке 1.4, где для передачи сигналов используются аналоговые оптические каналы, а для передачи данных — проводные линии LVDS [8, 67, 68, 122]. Схема имеет ряд недостатков: высокая стоимость оптических каналов для передачи аналоговых сигналов, высокий уровень фазовых шумов, влияющий на характеристики аналоговых и цифровых компонентов, малая скорость и ограниченная длина каналов данных. Предложенная модифицированная схема ЦФАР с цифровыми оптическими каналами приведена на рисунке 2.4.

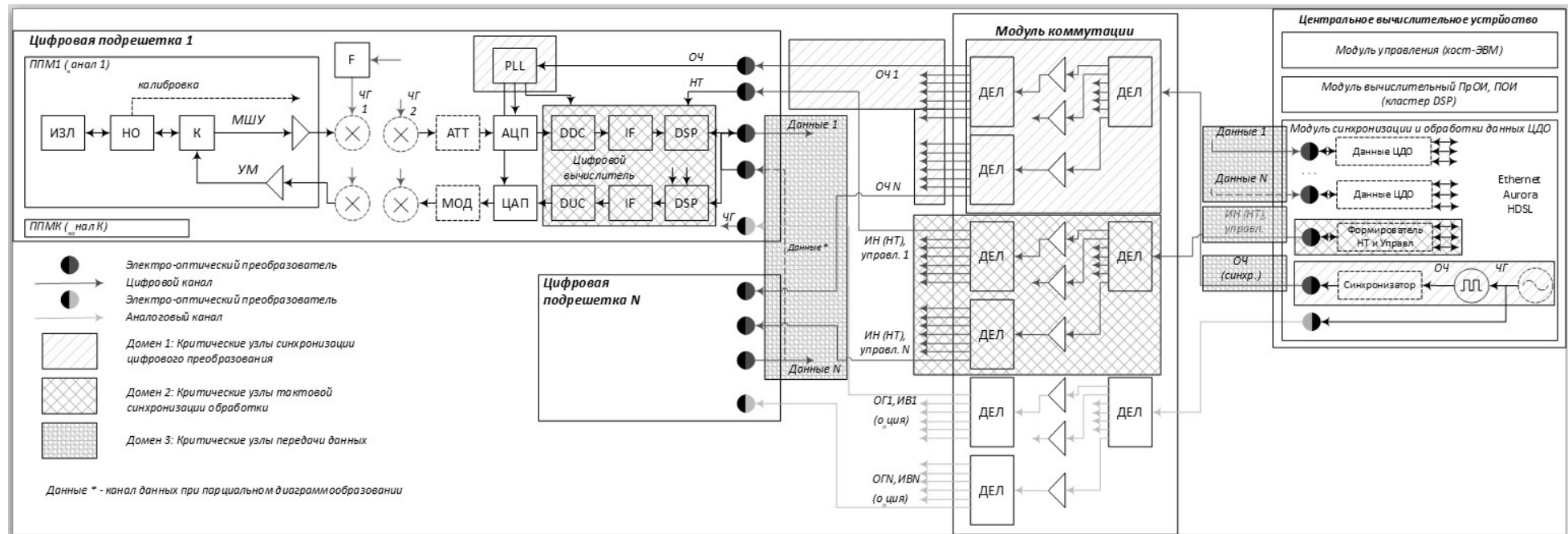


Рисунок 2.4 – Функциональная схема ВС ЦФАР из известных источников

Под синтезом будем понимать выбор таких параметров схемы, которые в достаточной степени будут обеспечивать заданные параметры ЦФАР, следовательно, будут оптимальными для данной ее реализации. Обеспечение заданных высокими требованиями к характеристикам точности и стабильности амплитуд и фаз ЦФАР осложняется сложной взаимозависимостью общих параметров УФОС, распределенных по модулям цифровой антенной системы. В указанных условиях подсистема синхронизации и передачи данных ЦФАР оказывает решающее влияние на параметры УФОС и ЦФАР в целом. Структурная схема ЦФАР с передачей сигналов синхронизации, сигналов приемных и передающих каналов, сигналов управления цифровым способом на база цифровых оптоэлектронных (электрооптических) преобразователей и пассивных оптических делителей приведена на рисунке 2.5.

Схема ЦФАР состоит из необходимого количества цифровых подрешеток (количество каналов в подрешетках показано условно). В подрешетке выполняются функции: аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, цифрового переноса вниз и вверх (с промежуточной частоты на нулевую для АЦП и наоборот - для ЦАП), некоторые виды операций ЦОС и ЦДО (опционально). Центральное вычислительное устройство (ЦВУ) содержит устройство синхронизации цифровых подрешеток для формирования сигналов тактовой и кадровой синхронизации, высокоскоростной интерфейс передачи данных для подключения подрешеток. Для достижения необходимых характеристик по скорости и стабильности передачи данных и сигналов используются пассивная волоконно-оптическая система (ВОС) с последовательным (трехуровневым) делением сигналов синхронизации без применения усилителей мощности (повторителей сигналов).

Представленная схема обеспечивает многомодульность – разнесенные до нескольких метров цифровые подрешетки объединяются в единую ВС и синхронизированы с точностью до фазы сигнала тактовой частоты и кадровой синхронизации.

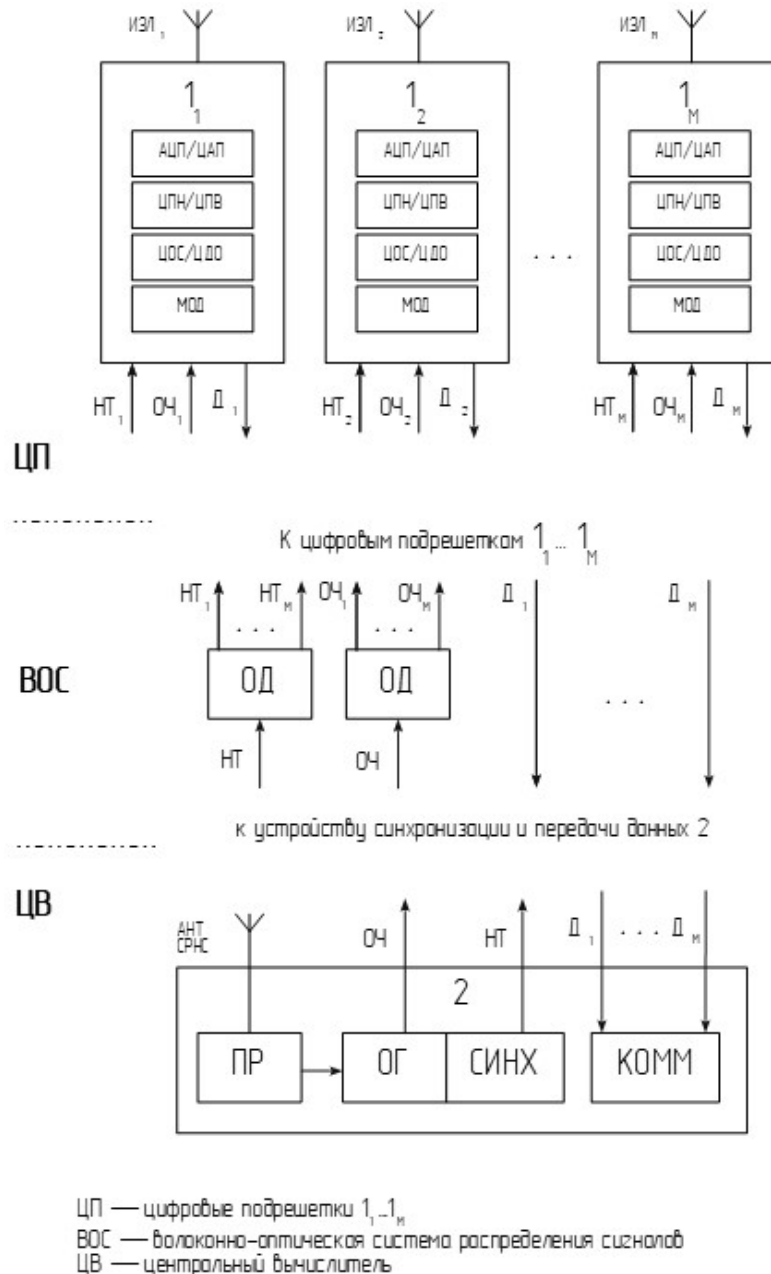


Рисунок 2.5 — Структурная схема ЦФАР

Функциональная схема ЦФАР, построенная по принципу программно-определяемой радиосистемы (ПОР), приведена на рисунке 2.6. Схема унифицирована для применения в частотных диапазонах от метрового до субмиллиметрового, позволяет реализовывать радиосистемы пассивной пеленгации, наземной и спутниковой связи, радионавигации и др. Для повышения стабильности кадровой синхронизации в схеме применен способ передачи синхрослова помехоустойчивым цифровым кодом 8b/10b. Гетеродин

формируется из опорной частоты (ОЧ) в каждой подрешетке или разводится аналогично схеме, приведенной на рисунке 2.4.

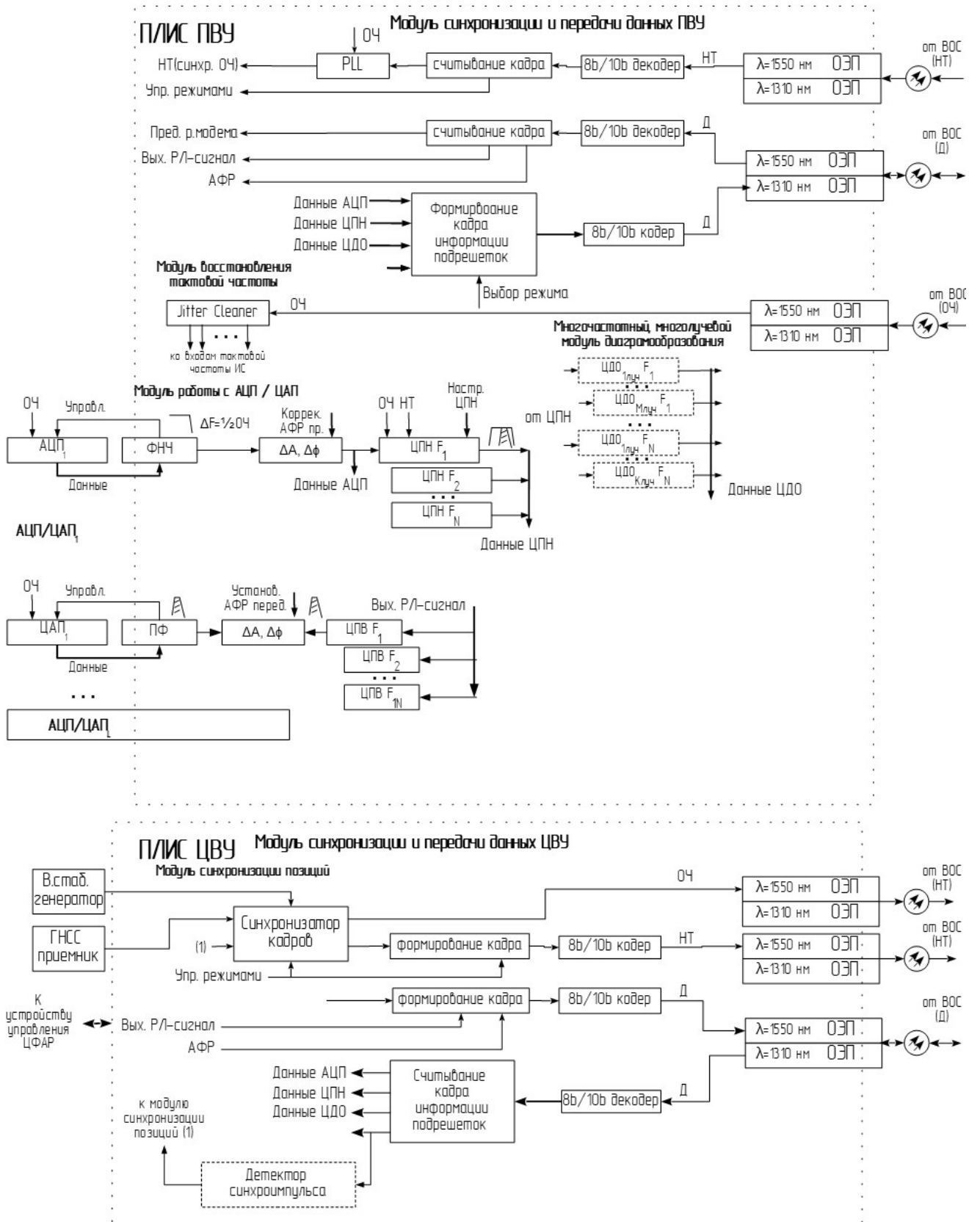


Рисунок 2.6 - Функциональная схема ЦФАР

Для организации канала между ПВУ, находящимся на вращающейся антенной части системы, и ЦВУ, находящимся на стационарной части системы, обладающим высокой надежностью и низкой стоимостью, предложена схема с одноканальным вращающимся оптическим устройством (ВОУ) и уплотнением каналов по длине волны оптического излучения (DWDM). Структурная схема устройства мультиплексирования оптических каналов приведена на рисунке 2.7.

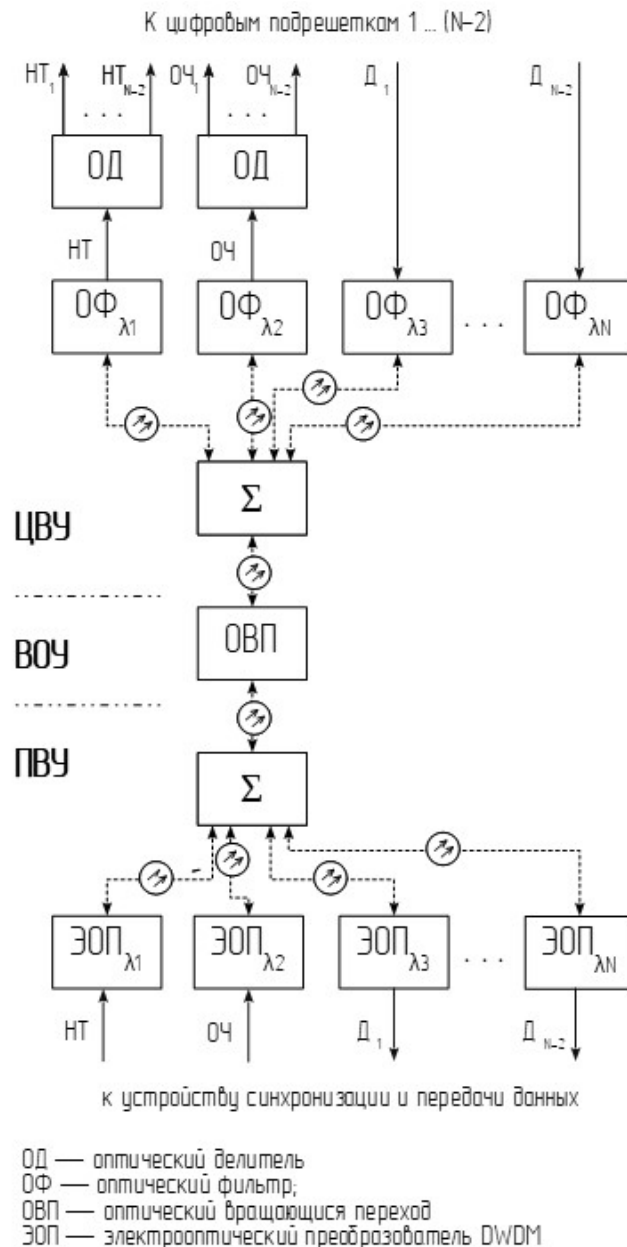


Рисунок 2.7 - Схема устройства мультиплексирования оптических каналов

В приведенной на рисунке 2.7 схеме подключение сигналов к цифровым подрешеткам выполняется оптическими линиями, гетеродин формируется из опорной частоты (ОЧ) в каждой подрешетке или разводится аналогично ОЧ.

Таким образом, предложенная схема ЦФАР состоит из необходимого количества цифровых подрешеток с цифровыми приемниками и формирователями радиосигналов, для передачи данных и сигналов используются пассивная волоконно-оптическая система (ВОС) с цифровыми электрооптическими и оптоэлектронными преобразователями, в которой все сигналы (кроме, возможно, гетеродина) передаются в цифровой форме. Для уплотнения оптических каналов с целью передачи через одноканальное поворотное оптическое устройство применяется уплотнение оптических каналов по длине несущей (DWDM).

2.1.3 Оценка влияния цифровых компонентов на характеристики

Для решения задачи синтеза в полной мере необходимо важнейшим узлам поставить в соответствие зависимости их параметров от условий эксплуатации, для чего провести оценку влияния цифровых компонентов на характеристики ЦФАР.

Подсистема синхронизации и передачи данных ЦФАР должна обеспечивать:

- синхронизацию цифровых элементов (АЦП и ЦАП) путем подачи к ним единой частоты для цифрового преобразования – опорной частоты (ОЧ);
- синхронизацию цифровых процессоров обработки радиосигналов путем подачи к ним единого сигнала – импульса начала такта (НТ) синхронного с ОЧ;
- передачу к цифровым подрешеткам (каналам) ЦФАР управляющей информации, достаточной для установки режимов работы и параметров обработки сигналов (в том числе – амплитудно-фазовых распределений по каждому из каналов);
- прием от цифровых каналов информационных, а также технологических потоков данных.

Качественные параметры, обеспечивающие высокие ТТХ подсистемы синхронизации и передачи данных за счет использования оптических линий приведены в главе 1 (ЭМС, надежность и др.).

К основным критериям эффективности подсистемы можно отнести следующие параметры, измеряемые количественно и прямо влияющие на работоспособность ЦФАР:

- джиттер ОЧ (влияет на ОСШ при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразованиях);
- вандер ОЧ (влияет на ОСШ при накоплении сигнала);
- фазовая стабильность НТ (влияет на ОСШ при межпериодной обработке);
- пропускная способность каналов передачи принятой информации от ПВУ к ЦВУ (определяет максимальную полосу приема сигналов с учетом возможности передачи в режиме реального времени);
- пропускная способность каналов передачи управляющей информации и время доставки управляющей информации от центрального вычислительного устройства (ЦВУ) к периферийным вычислительным устройствам (ПВУ) – в известной терминологии – к цифровым подрешеткам (определяет возможности адаптивной пространственно-временной обработки в части возможностей быстрого изменения коэффициентов АФР);
- стоимость.

Примечание - Погрешность угловой пеленгации источников сигналов в цифровой антенной решётке, вызванная наличием джиттера АЦП, не может быть устранена повышением энергетика сигналов. Наличие джиттера также приводит к снижению глубины подавления активных помех. Например, увеличение среднеквадратического отклонения джиттера АЦП с 0,001 до 0,01 от периода сигнала гармонической помехи приводит к снижению глубины подавления помехи в линейной цифровой антенной решётке примерно на 20 дБ и ограничивает её предельной величиной -34,8 дБ при устремлении количества антенных элементов к бесконечности [98, 99].

Основными условиями синхронизации является обеспечение синфазности сигналов тактовой синхронизации цифровых подрешеток (ОЧ), а также сигналов кадровой синхронизации (НТ). Сформулированные автором факторы потерь ЦФАР вследствие рассинхронизации ЦОС с указанием проявлений ошибок и следствий их возникновения приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 — Факторы потерь ЦФАР вследствие ошибок синхронизации

Наименование сигнала (вид сигнала)	Назначение	Критические параметры	Проявление ошибки ²	Метод улучшения
1. Канал опорной (тактовой) частоты - ОЧ	Тактовые сигналы АЦП/ЦАП	Джиттер ОЧ (фазовый шум генератора ОЧ) Вандер ОЧ (расхождение фаз АЦП и ЦАП в подрешетке, в соседних подрешетках)	₋ ¹ (описан в литературе) Снижение SNR цифрового приемника в режиме накопления сигнала	Установка генератора с низкими фазовыми шумами, установка ИС очистки джиттера (PLL) Исключить расхождения ОЧ в узлах ЦОС более ½ такта ОЧ (основной источник — петля PLL и каналы синхронизации)
2. Сигнал начала такта (тактовой синхронизации) – НТ	Синхронизация ЦОС	Смещение фазы синхросигнала НТ соседних подрешеток и (или) АЦП и ЦАП на такт ОЧ и более	Снижение КУ ЦАФАР (требуется повторная калибровка)	Использовать схему PLL для синхронизации приема НТ с точностью до такта ОЧ. Не допускать изменения фазы в тракте передачи ОЧ без повторной калибровки ЦАФАР вследствие: - замены сменных составных частей (в том числе – кабелей передачи данных и СС); Избегать применения нефазостабильных более ½ такта ОЧ узлов в трактах передачи.

Допустимые значения фазовых шумов опорной частоты АЦП [98, 99] для получения характеристик преобразования на уровне, заявляемом производителями АЦП и ЦАП, определяются по формуле [100]

$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2\pi f t_j} \right), \quad (2.3)$$

где: SNR – отношение сигнал/шум;
 f – частота дискретизации;
 t_j – джиттер опорной частоты.

Суммарный джиттер ОЧ может быть посчитан согласно с учетом составляющих, вносимых всеми элементами схемы, по формуле

$$t_{\Sigma} = t_{OG} + t_{ЭОП} + t_{ОД} + t_{ОЭП} \quad (2.4)$$

где: t_{OG} – джиттер опорного генератора (ОГ);
 $t_{ЭОП}$ – джиттер электро-оптического преобразователя (ЭОП);
 $t_{ОД}$ – джиттер оптического делителя оптического канала (ОД);
 $t_{ОЭП}$ – джиттер оптоэлектронного преобразователя (ОЭП).

Для восстановления параметров джиттера ОЧ до приемлемых значений после деградации при прохождении трактов передачи может быть предложен вариант использования специализированных ИС — соответствующая схема и теоретически достижимые характеристики приведены на рисунке 2.8 [<https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si5345-44-42-D-DataSheet.pdf>, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9671.pdf>].

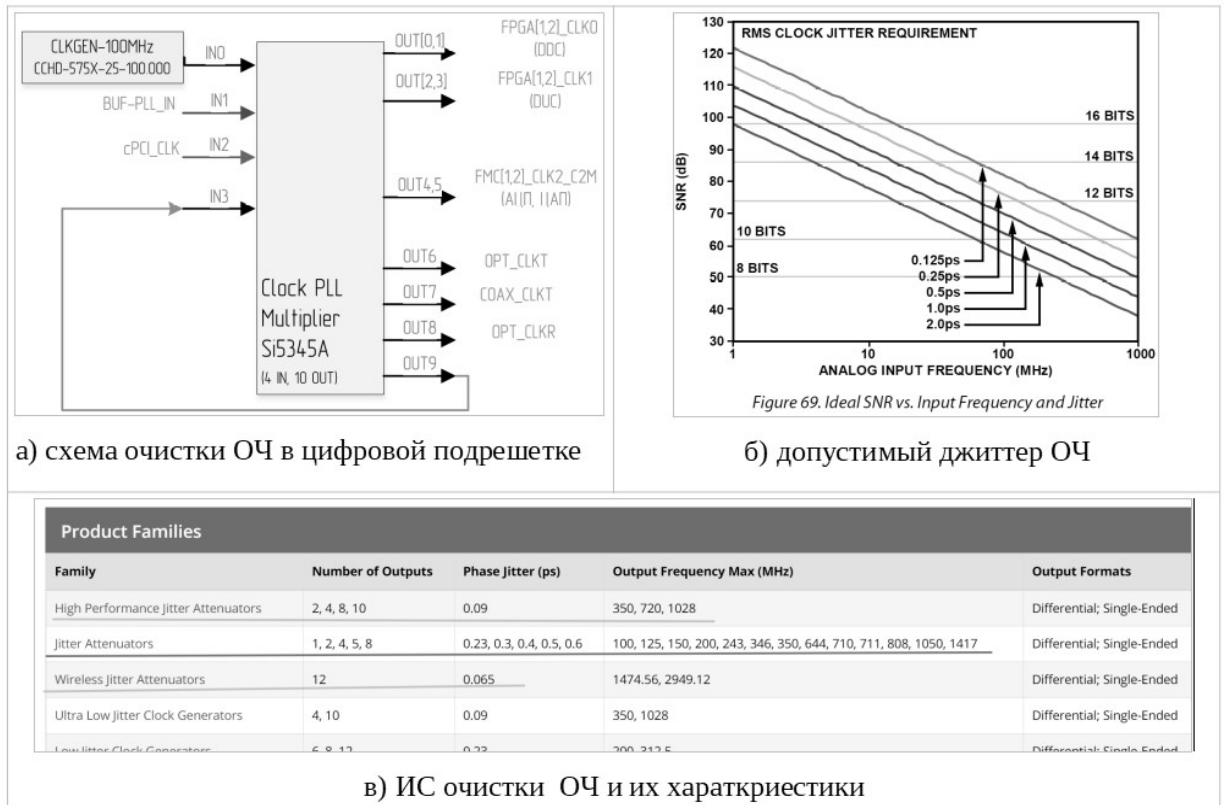


Рисунок 2.8 — Восстановление ОЧ с помощью специализированных ИС

Определено, что вандер (НЧ-колебания) опорной частоты проявляется в виде ухудшения ОСШ в обработке при использовании операций накопления сигнала.

Основа устойчивой работы алгоритмов ЦФАР с межпериодным накоплением — синхронность обработки НТ в привязке к ОЧ. Физика нарушения синхронности определяется абсолютными и случайными колебаниями взаиморасположения сигналов ОЧ и НТ, допустимые количественные интервалы колебаний без потери синхронизации зависят от параметров подсистемы — пример приведен на рисунке 2.9.

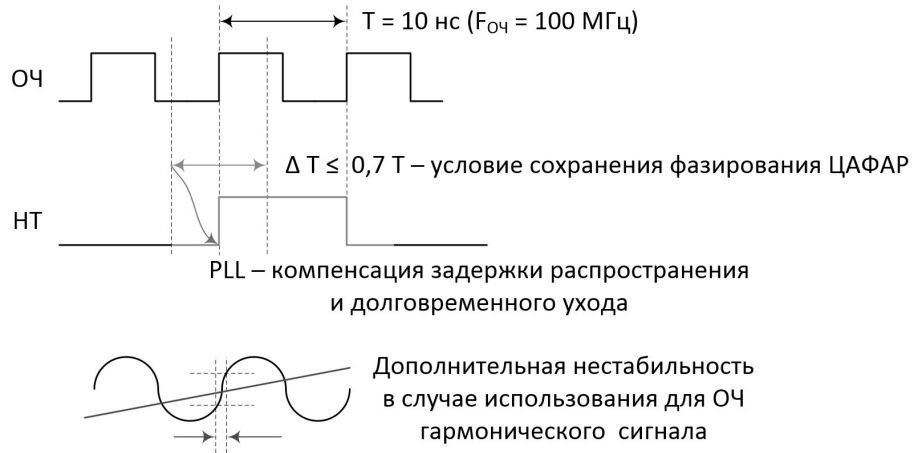


Рисунок 2.9 — Особнование передачи кадровой синхронизации ЦФАР цифровым кодом

Условиями сохранения фазирования с точностью до одного такта являются:

- компенсация абсолютных задержек распространения в линиях передачи сигналов синхронизации (программная калибровка);
- обеспечение фазовой нестабильности не более ΔT (0,7 периода ОЧ).

Приведенные условия справедливы для усовершенствованной схемы с фазовой автоподстройкой, приведенной на рисунке 2.10. Импульс НТ кодируется 4-байтным кодом 8b/10b «Xilinx Aurora» и передается по высокоскоростному каналу волоконно-оптической системы (ВОС), предназначенному для передачи сигнала синхронизации тактов и данных управления цифровыми подрешетками. Мультиплексирование НТ и данных путем временного разделения канала выполнено для минимизации числа линий передачи.

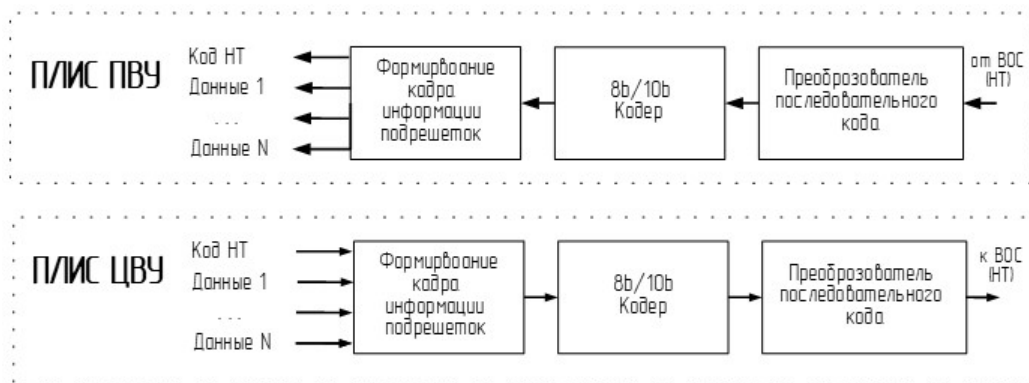


Рисунок 2.10 – Схема кадровой синхронизации ЦФАР

Требования к высокоскоростной передаче данных и сигналов управления подрешетками от центрального вычислительного определяются необходимостью

решения задачи адаптивного управления ДН ЦФАР, где в течение крайне короткого временного интервала необходимо передавать существенное количество амплитудно-фазовых коэффициентов для управления каналами ФАР. Каждый канал управляется путем установки индивидуальных фазовых или амплитудных и фазовых коэффициентов – возможные типовые схемы приведены в [2].

Поток данных к подрешетке можно определить согласно формуле

$$C_1 = \left(\frac{N_{\text{ППМ}} \cdot N_{\text{Кан}} \cdot N_{\text{Прм}}}{0,1 \cdot T_{\text{Повт}}} \right) \cdot K_{\text{Эфф}} \quad (2.5)$$

где: $N_{\text{ППМ}}$ - число ППМ в подрешетке;

$N_{\text{Кан}}$ - число каналов в ППМ;

$N_{\text{Прм}}$ - число бит для управления фазовращателями и аттенюаторами приемника и передатчика;

$T_{\text{Повт}}$ - период повторения загрузки коэффициентов (с учетом требуемого времени для работы адаптивной пространственно-временной обработки или частоты повторения станции);

$K_{\text{Эфф}}$ - коэффициент эффективности протокола передачи данных (с учетом передачи служебной информации и прочих потерь).

Для типовой схемы подсистемы синхронизации и передачи данных ЦФАР, приведенной на рисунке 2.4, время доставки коэффициентов к ППМ антенной системы с адаптивной ДН может быть определено согласно формуле

$$T_{\Sigma} = T_{\text{ЭВМ}} + T_{\text{Код}} + T_{\text{ОК}} + T_{\text{Декод}} + T_{\text{Интерф.}} \quad (2.6)$$

где: $T_{\text{ЭВМ}}$ – время передачи данных от вычислительного ядра до оптического коммутатора;

$T_{\text{Код}}$ – время перевода информации, поступающей от вычислительного ядра в последовательный код для передачи в подрешетку;

$T_{\text{ОК}}$ – время передачи данных по оптическому каналу;

$T_{\text{Декод}}$ – время перевода информации, поступающей по оптическому каналу в код передачи данных к ППМ;

$T_{\text{Интерф.}}$ – время передачи данных по интерфейсам ППМ в регистры фазовращателей.

На рисунке 2.4 указаны критические пути передачи данных — канал от ЦВУ к ПВУ, передающий существенные объемы информации как после

предварительной обработки и диаграммообразования, так и непосредственно после АЦП в заданной полосе в зависимости от выбранной логики работы ЦФАР. Варианты размещения алгоритмов обработки в разрезе составных частей ЦФАР приведены на рисунке 2.11.

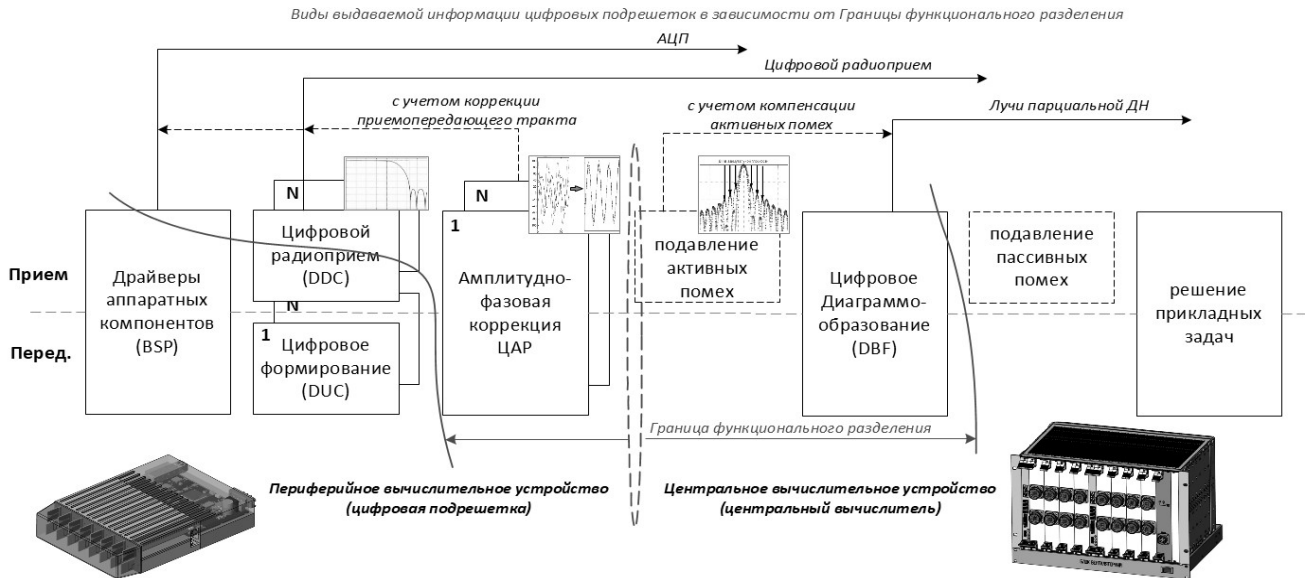


Рисунок 2.11 - Варианты размещения алгоритмов обработки ЦФАР

Суммарный информационный поток можно определить согласно формуле

$$C = \left(N_{\text{АЦП}} \cdot \sum_{i=0}^n Q_{\text{АЦП}i} + 2 \cdot N_{\text{DDC}} \cdot N_f \cdot \sum_{i=0}^n F_{\text{DDC}i} + 2 \cdot N_{\text{ЦДО}} \cdot \sum_{i=0}^k F_{\text{ЦДО}i} \right) \cdot K_{\text{eff}} \quad (2.7)$$

где: $N_{\text{АЦП}}$ – разрядность АЦП;

$Q_{\text{АЦП}i}$ – количество отсчетов АЦП i -х каналов подрешетки суммарно по всем каналам подрешетки, при необходимости их передачи в ЦВУ;

N_{DDC} – разрядность квадратур цифрового радиоприемника - DDC (I, Q);

N_f – число частот цифрового приемника, обрабатываемых в разных DDC (при многочастотном сигнале);

$F_{\text{DDC}i}$ – полосы цифровых приемников (DDC) i -х каналов подрешетки суммарно по всем каналам подрешетки, при необходимости их передачи в ЦВУ;

$N_{\text{ЦДО}}$ – разрядность квадратур лучей после ЦДО - DBF (I_{DBF} , Q_{DBF});

$F_{\text{ЦДО}i}$ – полоса i -ого луча после ЦДО;

K_{eff} – коэффициент эффективности протокола передачи данных (с учетом служебной информации и прочих потерь).

Обобщая вышесказанное, ключевое влияние на цифровые компоненты ЦФАР оказывает качество синхросигналов. Для минимизации фазовых шумов используются интегральные схемы (ИС) минимизации джиттера, стабильность тактовой синхронизации обеспечивается использованием предложенного алгоритма на базе самосинхронизирующихся кодов 8b/10b.

2.2 Схемы ЦФАР в режиме многопозиционных систем

2.2.1 Схемы территориально-распределенных вычислительных систем

Для обеспечения возможности функционирования ЦФАР в многопозиционном режиме, предложенные ранее структурная и функциональная схемы устройства ЦОС ЦФАР, должны быть доработаны – необходимо реализовать синхронизацию разнесенных позиций, а также обеспечить коммуникацию между позициями. Наилучший вариант межпозиционной передачи данных – радиоканал – обеспечивает возможность размещения позиций в регионах с отсутствием коммуникационной инфраструктуры и на мобильных платформах. Синхронизацию позиций также целесообразно осуществлять беспроводным способом – из эффективных по характеристикам и доступным по реализации являются методы синхронизации по сигналам ГНСС или по сигналам локального радиоканала. Предлагаемая автором структурная схема ФАР для работы в многопозиционном режиме приведена на рисунке 2.12.

Отдельная позиция комплекса состоит из необходимого количества цифровых подрешеток выполняющих функции: аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования, цифрового переноса вниз и вверх (с промежуточной частоты на нулевую для АЦП и наоборот - для ЦАП), некоторые виды операций ЦОС и ЦДО (опционально), радиомодем (для возможности передачи данных между разнесенными позициями МРЛС). Центральное вычислительное устройство (ЦВУ) содержит устройство синхронизации цифровых подрешеток, способное осуществлять подстройку фазы по сигналам СРНС или по локальному радиоканалу, а также высокоскоростной интерфейс передачи данных для подключения подрешеток. Для передачи данных и сигналов используются волоконно-оптическая система (ВОС) с делителями сигналов синхронизации.

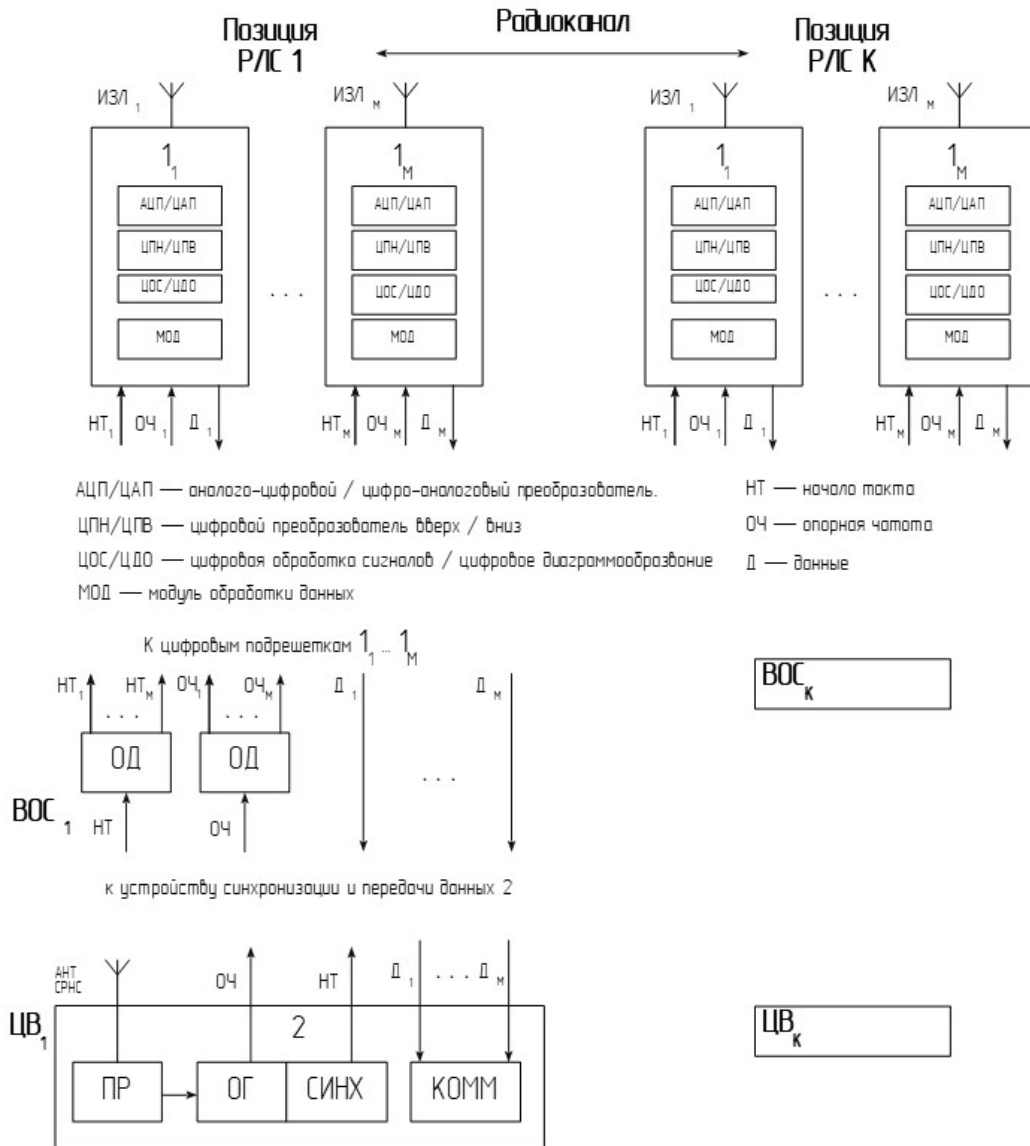


Рисунок 2.12 — Структурная схема МРЛС

Представленная схема обеспечивает многомодульность (разнесенные до нескольких метров цифровые подрешетки объединяются в единую ВС) и многопозиционность (территориально удаленные ВС синхронизированы по сигналам тактовой и кадровой синхронизации. Для повышения живучести кроме синхронизации по сигналам СРНС предусмотрена синхронизация по локальному радиоканалу. Разнесенные позиций МРЛС связаны каналами передачи данных по основному радиолокационному каналу для обмена информацией.

Функциональная схема территориально распределенного устройства ЦОС МРЛС, реализующего алгоритмы ЦФАР по принципу ПОР, приведена на рисунке 2.13.

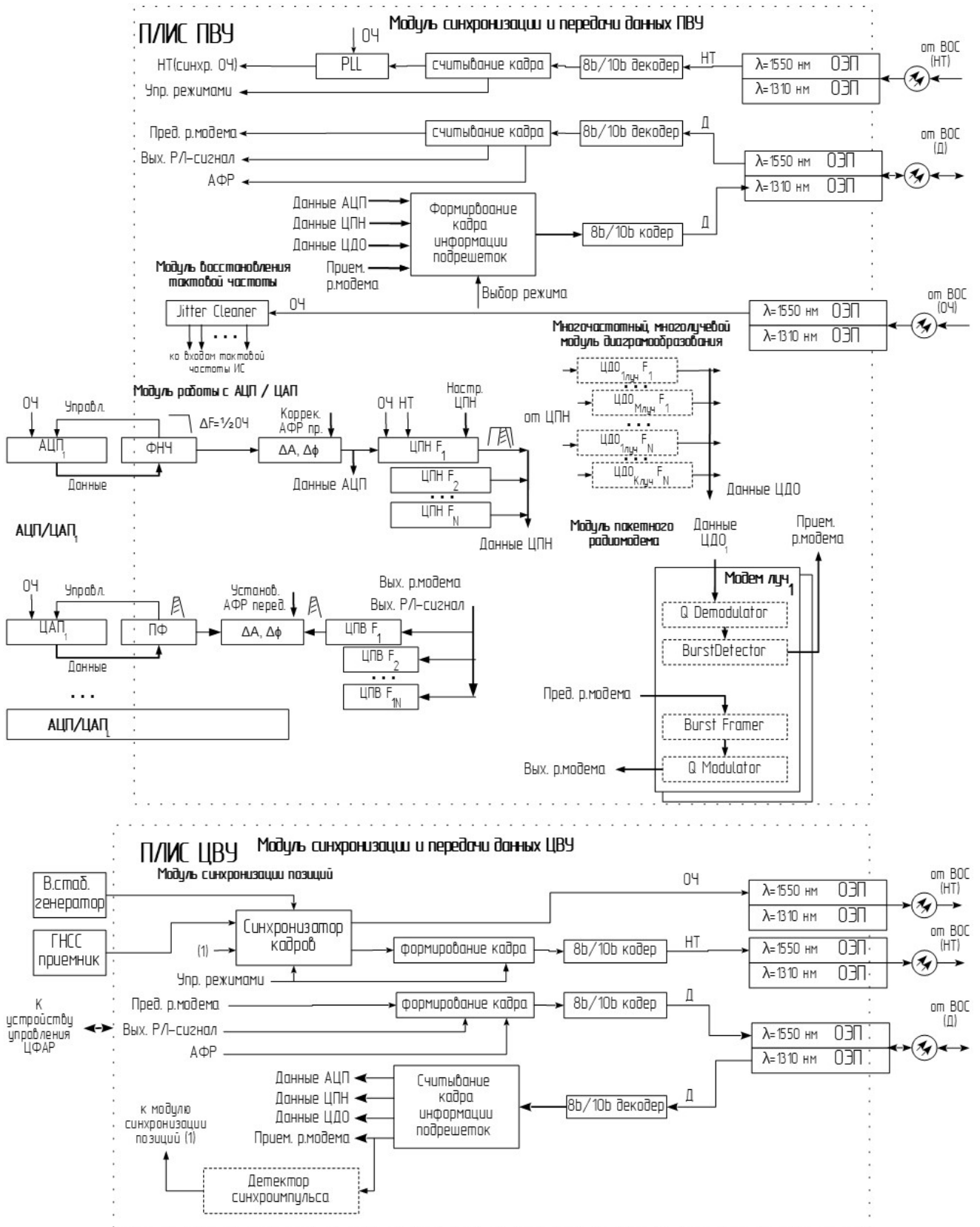


Рисунок 2.13 – Функциональная схема устройства ЦОС МРЛС

Приведенное на рисунке 2.13 устройство ЦОС МРЛС имеет возможность работать в режиме моностатической, мультистатической и ММО РЛС с ЦФАР.

2.2.2 Выбор метода передачи данных

Объединение РЛС в многопозиционную систему осуществляется с помощью каналов связи: проводных (в последние годы, главным образом, оптические) и беспроводных (радиорелейные, спутниковые). Способы эксплуатации МРЛС (труднодоступная местность, значительное удаление позиций, мобильность) практически исключают возможность использования проводных каналов связи между сегментами системы. Спутниковая связь при невысокой скорости передачи данных является не всегда доступной (неполная зона покрытия спутниковой связи), подвержена риску прекращения вещания. Радиорелейные линии связи (РРЛ) на практике показали ряд существенных проблем при использовании в МРЛС: необходимость выделения дополнительного спектра частот (в условиях плотного радиоэфира оказывается проблематичным), подверженность электромагнитным помехам при расположении в непосредственной близости от РЛС, обеспечение приемлемой дальности связи только в идеальных условиях (отсутствие помех, осадков, прямая видимость). Указанные факты определили потребность поиска альтернативного решения. Вследствие схожести программно-аппаратных компонентов и принципов действия РЛС и РРЛ реализацию канала связи предложено обеспечить путем временного разделения между радиолокационным и связным каналами. Временная диаграмма приведена на рисунке 2.14.

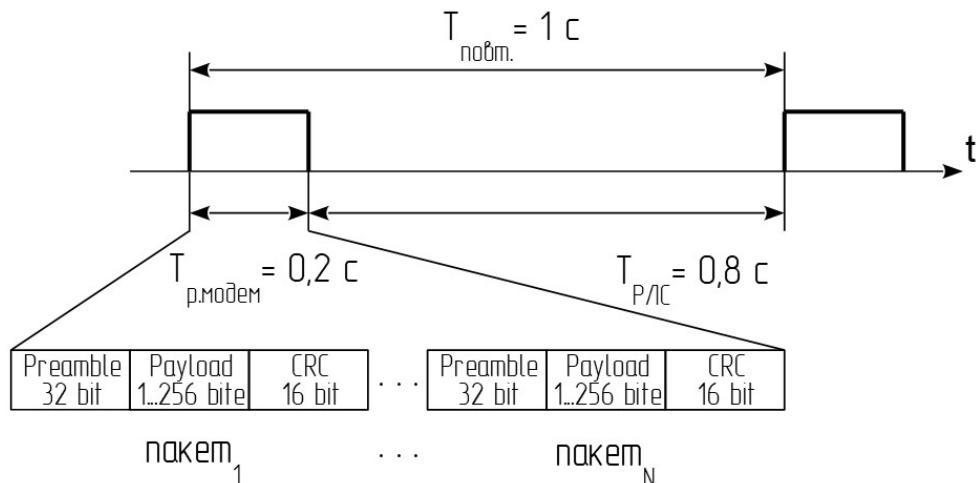


Рисунок 2.14 - Временная диаграмма передачи данных МРЛС

Основой системы радиосвязи является цифровой радиоканал передачи данных. Метод формирования спектра сигналов, модуляции, схема приемника и передатчика, алгоритм кодирования информации и синхронизации определяют основные тактико-технические характеристики системы – скорость передачи данных и дальность действия, вероятность ошибок в канале связи и помехоустойчивость. В условиях совмещения радиолокационного и связного каналов (радиомодема) в одной аппаратуре при временном разделении локации и передачи данных радиомодем должен работать в импульсном (пакетном) режиме в паузах между циклами работы РЛС. Режим работы модема должен обеспечивать необходимую для МРЛС пропускную способность и синхронизацию на основе теории синхронизации в системах передачи данных, только с применением режима пакетной передачи [101].

В МРЛС передача данных осуществляется по основному каналу в режиме временного разделения. С целью реализации алгоритмов, требующих объединения данных с разных позиций непосредственно после цифрового радиоприема (до пороговой обработки) ставится задача увеличения пропускной способности канала связи. Возможным решением может быть использование высокопроизводительных алгоритмов модуляции (в частности, OFDM, QAM и др.), что требует проверки, так как в аппаратуре РЛС требования к точности формирования амплитуды и фазы, как правило, оказываются существенно ниже необходимых для реализации передачи данных по радиоканалу [102].

Для планирования алгоритмов кооперативной обработки МРЛС пропускная способность системы связи может быть определена по формуле [103]

$$R = \frac{\Delta F}{2} \cdot \log_2(N) \cdot R_s \cdot T_s \quad (2.8)$$

где: ΔF – полоса сигнала;

N – размерность модуляции (для BPSK $N=2$, для 16QAM $N=16$ и т.д.);

R_s – эффективность помехоустойчивого кода (отношение размера полезной информации к размеру избыточного кодирования);

T_s – отношение времени передачи ко времени обзора пространства МРЛС.

Параметры режимов работы радиомодема МРЛС в зависимости от вида модуляции и полосы для $R_s=0,8$ и $T_s = 0,2$ приведены на рисунке 2.15 (условия достаточности определены теоретически, исходя из объема данных, формируемого используемым на практике ПО обработки радиолокационной информации).

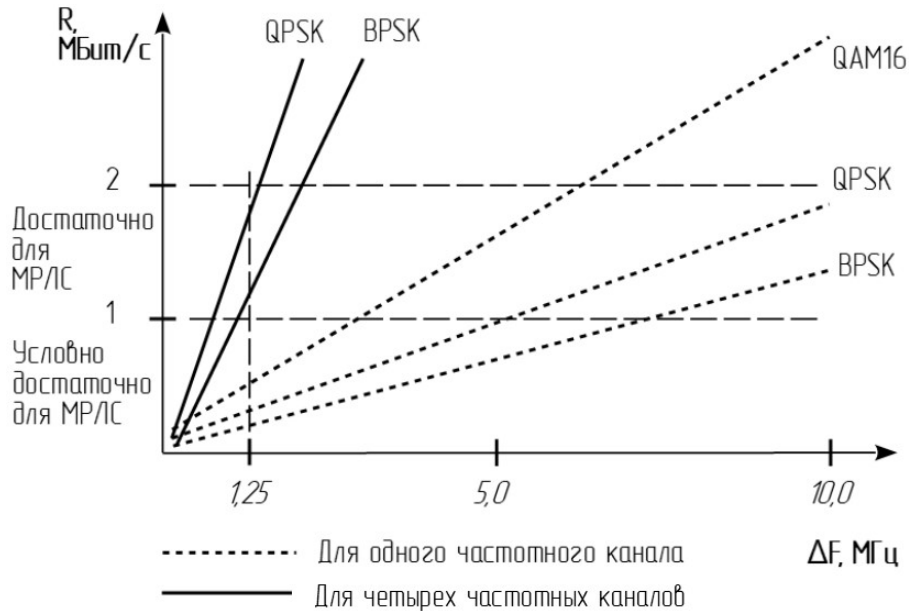


Рисунок 2.15 – Скорости передачи радиомодема МРЛС

На рисунке 2.15 показано, что для нормальной работы МРЛС необходима полоса до 10 МГц и порядок модуляции не менее QPSK, при этом необходимо обеспечить устойчивость системы к помехам путем подбора оптимальных параметров распространения на трассе, параметров приемопередающей аппаратуры и способов помехоустойчивого кодирования. На практике данная теория должна быть проверена, параметры радиомодема скорректированы с учетом реальной картины.

Поле покрытия многопозиционных систем является более выгодным экономически при большем разнесении позиций. Одним из основных ограничений максимальной дальности многопозиционных комплексов, размещаемых в условиях отсутствия коммуникационной инфраструктуры, является максимально возможная дальность связи.

Для современных радиомостов она устанавливается на уровне до 50 км. Заявляемые производителями дальности 70 км и более достигаются в идеальных

условиях — минимальная символьная скорость, отсутствие осадков, отсутствие пассивных и активных помех на трассе, прямая видимость. Так дальность связи с использованием радиорелейного оборудования "МИК-РЛ 4...18Р+" - до 15-55 км в зависимости от частотного диапазона и скорости передачи в условиях прямой радиовидимости) [<http://militaryrussia.ru/blog/topic-740.html>]; с использованием оборудования MicroTic – 45 км [<https://telecom-sales.ru/content/stati/maksimalnaya-raschetnaya-dalnost-besprovodnyh-mostov-dlya-oborud/>], Infinet – 70 км [<https://radio-2.ru/katalog/shirokopolosnyy-besprovodnoy-dostup/infinet/infilink-tochka-tochka/r5000-omx.html>].

Расчет обеспечиваемой дальности связи может быть выполнен с использованием метода расчета бюджета мощности согласно формуле [104]

$$M = P_{\text{пер}} + G_{\text{прм}} + G_{\text{прд}} - L_S - L_0 - P_S \quad (2.9)$$

где: $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика, дБм;
 $G_{\text{прм}}$ – коэффициент усиления (КУ) приемной антенны, дБ;
 $G_{\text{прд}}$ – КУ передающей антенны, дБ;
 L_S – потери на трассе, дБ;
 L_0 – потери в приеме-передающей аппаратуре, дБ;
 P_S – чувствительность приемника, дБм.

Потери на трассе могут быть рассчитаны согласно формуле [104]

$$L = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad (2.10)$$

где: P_1 – мощность передающей позиции, Вт;
 P_2 – мощность на входе приемной позиции, Вт.

Мощность на входе приемной антенны определяется согласно формуле [104]

$$P_2 = \frac{P_1 \cdot H_1 \cdot H_2 \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot R^2)} \quad (2.11)$$

где: H_1, H_2 – высота подъема приемной и передающей антенн, соответственно,
 λ – длина волны;
 R – расстояние между приемной и передающей позициями.

Так, выполняя расчеты по (2.9...2.11), можно определить максимально возможное расстояние между соседними позициями МРЛС по критерию максимальной дальности связи по радиоканалу. Например, для РЛС метрового

диапазона с антеннами, расположенными на позициях высотой 250 м на расстояниях 210 км, с излучаемой импульсной мощностью 1000 Вт (60 дБм). Потери на трассе, рассчитанные согласно (2.10) для высот размещения антенн 200 м, частоты сигнала 150 МГц и расстояния между антеннами 210 км составят 151 дБ, с учетом дополнительных потерь в антенно-фидерных трактах и запасом на замирания за счет распространения (примем 20 дБ) – 171 дБ [106]. Энергетический бюджет приемо-передающей ЦФАР с выходной мощностью передатчика 1000 Вт (60 дБм), коэффициентом усиления антенны 21 дБ (8 элементов ЦАР), чувствительностью РЛС минус 90 дБм, рассчитанный согласно (2.9) составит 21 дБ, что на 5 дБ выше необходимого порога для устойчивой радиосвязи с модуляцией QAM (16 дБ); порог для модуляции QAM находится на 280 км. Данный расчет выполнен для наихудших условий – минимальная мощность передатчика («режим ожидания применения»), минимальная высота подъема антенн для обеспечения прямой видимости (200 м), существенный запас на потери в трактах и замирания на трассе радиосвязи (20 дБ); любые улучшения указанных параметров улучшат энергетические характеристики канала связи. Сравнение дальности связи РРЛ метрового диапазона волн и канала передачи данных по основному радиолокационному каналу РЛС метрового диапазона волн приведено на рисунке 2.16

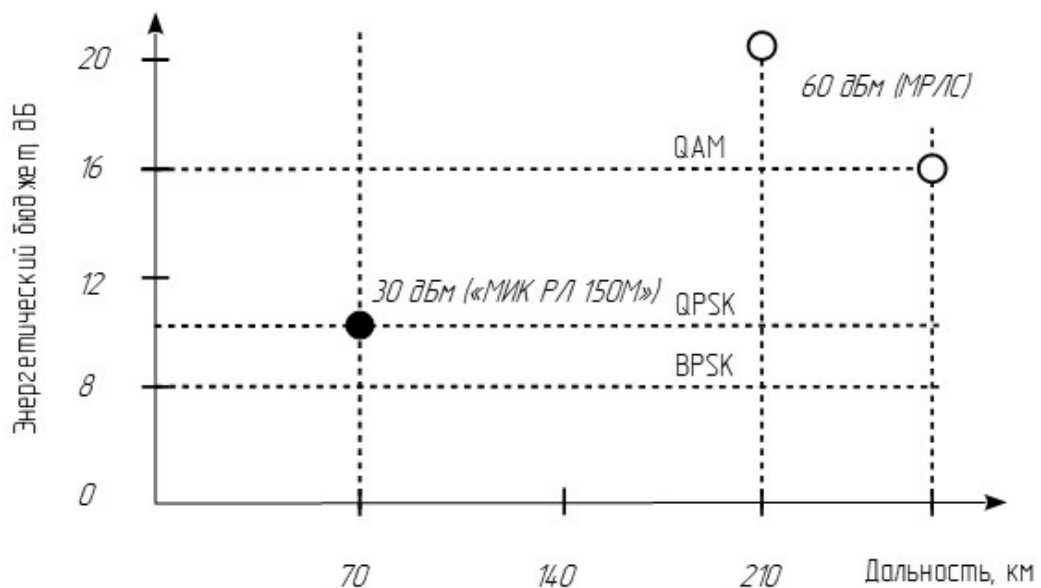


Рисунок 2.16 – Обеспечиваемые дальности связи между позициями

Известно о влиянии трассы и приемо-передающей аппаратуры на количество ошибок при передаче данных радиомодема с модуляцией. Виды искажений и их причины при использовании для радиосвязи вида модуляции КАМ (QAM) представлены на рисунке 2.17 [106, 107].



Рисунок 2.17 — искажения при QAM модуляции

Вероятность битовых ошибок для радиосвязи с квадратурно-амплитудной модуляцией (M-КАМ) может быть представлена в виде формулы [107]

$$P_{QAM}(e) = \frac{1}{N_1} \cdot \sum_m \left\{ J \cdot \left(1, m, 0, \sqrt{\frac{\gamma}{N_2}}, \sigma_\psi^2 \right) \right\} \quad (2.12)$$

где: N_i – коэффициент порядка модуляции;

m - индексы порядка модуляции;

γ – отношение сигнал-шум приемника (ОСШ);

σ_ψ – ошибка фазы приемник-передатчик.

Зависимости вероятности битовых ошибок от амплитудно-фазовых искажений – ОСШ для типовых видов амплитудно-фазовой модуляции, а также от разности фаз тактовых генераторов на разнесенных позициях, определенные согласно (2.12), приведены на рисунке 2.18 [106, 108].

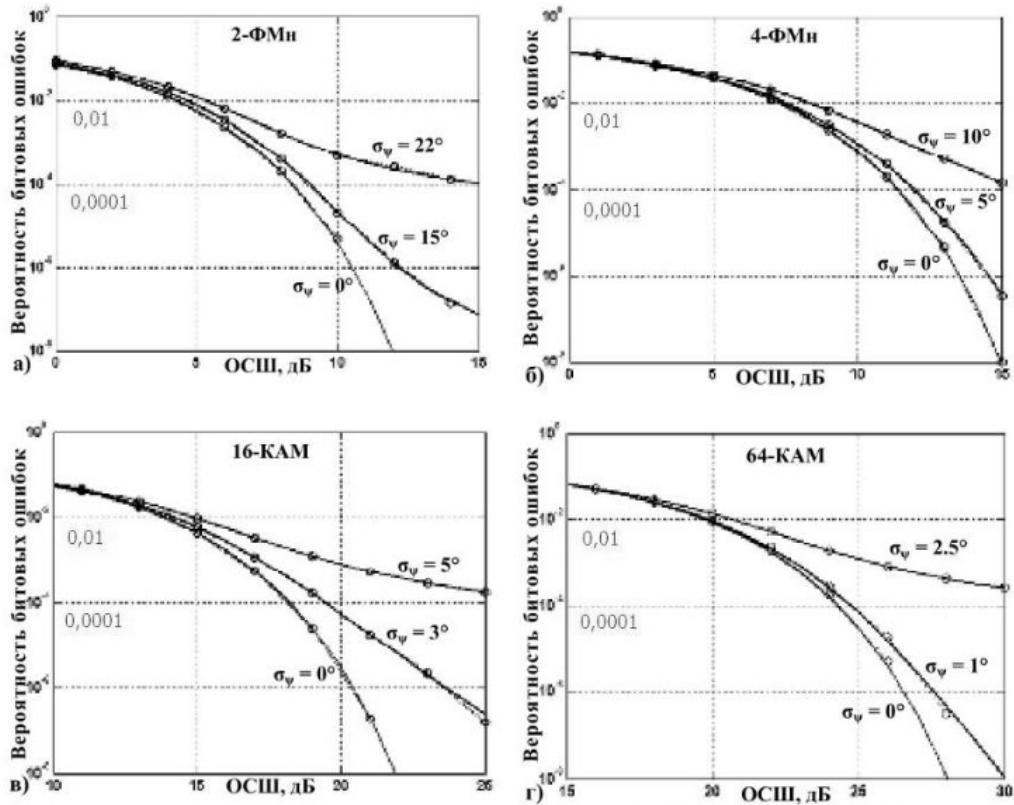


Рисунок 2.18 – Зависимости вероятности битовых ошибок с учетом ОСШ и расхождений фаз тактовых генераторов на разнесенных позициях.

Зависимости битовых ошибок в канале с модуляцией QAM-16 от ОСШ и разности фаз тактовых генераторов разнесенных позиций, рассчитанные согласно (2.12), приведены на рисунке 2.19.

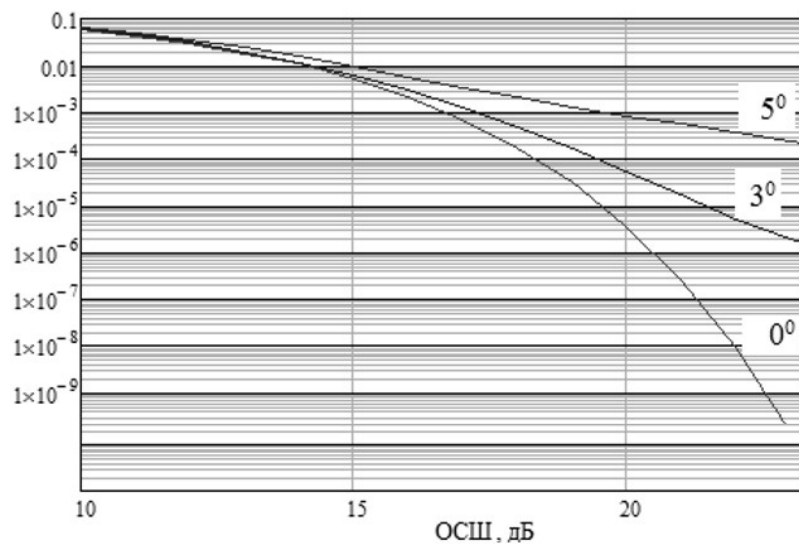


Рисунок 2.19 - Зависимости ошибок канала связи от ОСШ и разности фаз тактовых генераторов разнесенных позиций для модуляции QAM-16

Дополнительным параметром, вносящим вклад в зависимость вероятности

битовой ошибки, являются компрессионные искажения. Такая зависимость для QAM-16 может быть представлена в виде формулы [107]

$$P_{16\text{-QAM}}(e) = \frac{1}{8} \left\{ \operatorname{erfc} \left((1k_1) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left((2k_2 - 1k_1) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left((3k_3 - 2k_2) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) + \right. \\ \left. + \operatorname{erfc} \left((3k_3) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left((2k_2 + 1k_1) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) - \operatorname{erfc} \left((3k_3 + 2k_2) \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \right\} \quad (2.13)$$

где: k_1, k_2, k_3 – коэффициенты искажений, которые рассчитываются с учетом заданного уровня компрессии по амплитудной характеристике [107];

$\operatorname{erfc}()$ – дополнительная функция ошибок;

$\frac{E}{N_0}$ – отношение сигнал/шум, выраженное как отношение энергии сигнала с заданной амплитудой (E) к спектральной плотности шума (N_0). Как правило, в расчетах используется отношение $\frac{E_0}{N_0}$, где E_0 – среднее значение энергии сигналов для разных видов модуляции ($E = E_0$ для PSK, $E = E_0/2$ для QPSK, $E = E_0/10$ для QAM-16, $E = E_0/42$ для QAM-64).

Зависимости битовых ошибок в канале с модуляцией QAM-16 от компрессионных искажений, рассчитанные согласно (2.13), представлены на рисунке 2.20

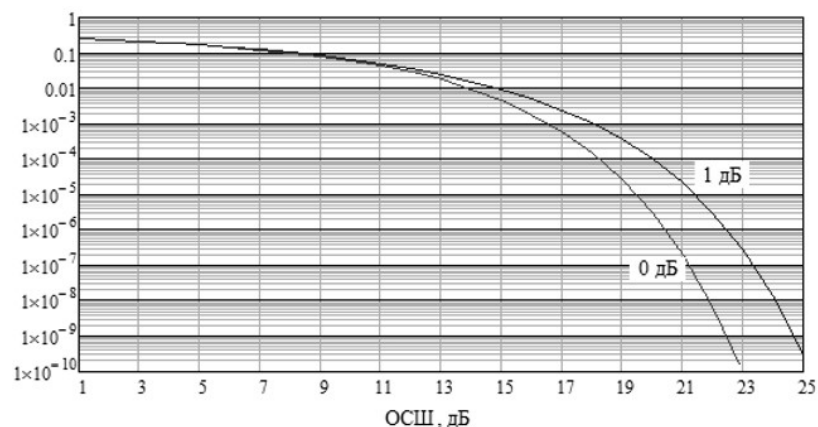


Рисунок 2.20 - Зависимости ошибок канала связи от ОСШ и компрессионных искажений передатчика для модуляции QAM-16

Таким образом, для приемопередающей аппаратуры ЦФАР с каналом передачи данных параметрами, определяющими качество и возможность передачи

данных, являются (с увеличением степени модуляции влияние параметров на уровень ошибок растет):

- отношение сигнал/шум в канале (ОСШ), зависящее в свою очередь от качества аналоговой аппаратуры, ошибок цифровой части вследствие дискретизации и нарушения синхронизации, искажений на трассе распространения радиосигнала за счет различного вида помех;

- расхождение тактовых генераторов разнесенных позиций;

- компрессионные искажения в передающей аппаратуре.

Очевидно, что МРЛС допускает определенную величину битовых ошибок без влияния на работоспособность, данная величина должна задаваться в процессе проектирования для выбора оптимального алгоритма передачи данных.

С целью уменьшения ошибок целесообразно применять помехоустойчивые алгоритмы передачи данных, а также избыточное кодирования для целей коррекции ошибок.

Возможные из известных алгоритмы с возможностью восстановления данных с указанием преимуществ и недостатков приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 — Алгоритмы передачи данных между позициями МРЛС

Наименование	Особенности
С переповторами	Повтор сбойных пакетов по запросу — избыточность кода до 100%, увеличение времени передающей позиции на передачу, невозможность работы с пассивными позициями (требуется обратная связь). Неприемлемый вариант.
CRC	Отбраковка сбойных пакетов по CRC — может использоваться при несущественных потерях пакетов, не оказывающих влияния на МРЛС.
Помехоустойчивое кодирование	Восстановление пакетов с помощью избыточного кодирования — существенное снижение производительности канала передачи данных

Для модуляции 16-КАМ при 0дБ компрессионных искажениях, ОСШ 15 дБ и абсолютных расхождениях фаз приемника и передатчика не более 5° вероятность битовых ошибок приближается к 0,01; для ОСШ 21 дБ и расхождениях фаз 0° - к 0,00001 (граничные значения).

Вероятность сбойных пакетов можно определить по формуле [109]

$$P_{\text{симв.}} = C_N^h \cdot (1 - (1 - p)^m)^h \cdot ((1 - p)^m)^{N-h} \quad (2.14)$$

где: N – длина кадра, слов;
 h – количество искаженных слов;
 p – заданная вероятность искажения бита в канале передачи;
 m – количество символов в слове.

Имея формулу для вероятности искажения ровно h символов в кадре длиной N символов при заданной вероятности p искажения бита, можно вывести формулы для вероятности восстановления искажения и вероятности не восстановления искажения по формулам

$$P_{\text{ош.код.}} = \sum_{i=t+1}^N C_N^h \cdot (1 - (1 - p)^m)^h \cdot ((1 - p)^m)^{N-h} \quad (2.15)$$

$$P_{\text{корр.код}} = \sum_{i=1}^t C_N^h \cdot (1 - (1 - p)^m)^h \cdot ((1 - p)^m)^{N-h} \quad (2.16)$$

Рассчитанные согласно 2.15 и 2.16 для наихудшего случая вероятности появления ошибки в канале ($p=0,01$) вероятности исправления и не исправления ошибок кодом Рида-Соломона [110] при длине символа равной $m = 8$ бит приведем в таблице 2.3 (N – длина передаваемого пакета в байтах, k – длина корректирующего кода в байтах, t – количество исправляемых ошибок).

Таблица 2.3 - Вероятности восстановления и не восстановления ошибок в канале

N	k	$k/N, \%$	T	$P_{\text{ош.код}}$	$P_{\text{корр.код}}$	$P_{\text{нет. ош.}}$
255	2	0,78	1	1	0	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	10	3,92	5	0.99994	$5.715 \cdot 10^{-5}$	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	24	9,41	12	0.961	0.039	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	32	12,55	16	0.769	0.231	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	42	16,47	21	0.327	0.673	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	58	22,75	29	0.014	0.986	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	60	23,53	30	$8.432 \cdot 10^{-3}$	0.992	$1.2468 \cdot 10^{-9}$
255	64	25,10	32	$2.591 \cdot 10^{-3}$	0.997	$1.2468 \cdot 10^{-9}$

Анализ результатов выполненных расчетов показывает, что возможность работы канала связи без применения алгоритмов коррекции ошибок с вероятностью возникновения ошибки приемлемого уровня (с вероятностью менее 10^{-5}) возможна только при ОСШ более 20 дБ, отсутствии расхождений фаз

приемника и передатчика и компрессионных искажениях передатчика 0дБ, что в реальной ЦФАР нереализуемо, поэтому для исправления ошибок в канале целесообразно применить избыточное кодирование, в частности - Рида-Соломона (РС), как наиболее эффективное по критериям: качество, сложность реализации, допустимая вероятность ошибки в канале. При заложенной избыточности от 20 до 25 % вероятность восстановления согласно таблице 2.2 составляет 0,99 и более (уменьшает вероятность ошибки на 2 порядка и более).

Имеется вероятность необнаружения ошибки при кодировании РС. Известно выражение [110], позволяющее вычислить вероятность не обнаружения ошибок в сообщении длины N с избыточным кодированием при заданной вероятности ошибки на бит $p_э$ согласно формуле

$$P_{\text{н.о.}} = \frac{1}{2^r} \sum_{i=d}^N C_N^i p_э^i (1-p_э)^{N-i} \quad (2.17)$$

где: N - длина передаваемого пакета в байтах;
 r – разрядность контрольной суммы;
 d – кодовое расстояние;
 $p_э$ – вероятность ошибки в канале передачи.

Так для кодирования РС при $p_э=0.01$ для пакета длиной $N = 255$ байт с избыточностью 25% ($r = 64 \cdot 8$) вероятность необнаружения ($P_{\text{н.о.}}$) будет бесконечно малой величиной.

Таким образом, помехоустойчивое кодирование позволит обеспечить минимальные потери данных и защиту от ошибочно принятых пакетов. Требуемая избыточность должна рассчитываться исходя из допустимого количества ошибок передачи данных без влияния на МРЛС с учетом характеристик конкретной трассы и приемопередающей аппаратуры.

Реализация режима обзора пространства и передачи данных между позициями на единой аппаратуре в МРЛС возможна путем временного разделения. Количество ошибок в канале связи зависит от ОСШ, расхождения фаз приемной и передающей позиций, компрессионные искажения передатчика, подъем антенн и особенности распространения на трассе – фактически все

особенности свойственные связным системам. Необходимость и возможность использования степени модуляции до QAM-16 и полосы до 10 МГц должна быть проверена на практике путем оценки объемов информации, передаваемой между позициями МРЛС. Для реализации системы передачи данных на базе аппаратуры РЛС должны быть сформулированы требования к ППМ в части амплитудно-фазовых искажений, компрессионных искажений. Для коррекции ошибок на линии с минимальной вероятностью ошибок и допустимостью потери информации целесообразно использовать метод контрольной суммы (CRC) с исключением сбойных пакетов, для других случаев – использовать методы избыточного кодирования (РС), при этом учитывать необходимость повышения пропускной способности канала до 25%.

2.2.3 Выбор метода синхронизации разнесенных позиций

Комплексы с территориально распределенными сегментами антенных систем: пассивные пеленгаторы, бистатические радиолокаторы с использованием «просветного эффекта», пассивные и полуактивные мультистатические РЛС, мультилатерационные системы и др. обладают лучшими параметрами чувствительности, информативности, достоверности информации при возможности скрытой работы, что является безусловным преимуществом в сравнении с аналогами, реализуемыми по моностатической схеме. Разнесенные позиции нуждаются в высокоточной синхронизации [111, 112]. Наибольшей эффективностью системы данного класса обладают в низкочастотных диапазонах (50...800 МГц). При этом точность позиционирования ППМ должна составлять порядка $0,1 \cdot \lambda$, что требует формирования системной шкалы времени (ШВ) с наносекундной точностью, а ФП — со средним квадратическим отклонением (СКО) 30...40 град. На несущей частоте. Наибольший интервал времени когерентного накопления должен составлять несколько секунд [13].

Математические выражения для определения погрешности местоположения объектов прямо связаны с относительной точностью взятия временных отсчетов распределенных сегментов МРЛС, а для достижения потенциальных

характеристик методов расчета координат наблюдаемых объектов критерии точности синхронизации должны быть однозначно сформулированы и безусловно обеспечены. Требуемая точность синхронизации, равно как и методы ее обеспечения, могут существенно отличаться для различных видов радиотехнических систем [113...115].

В общем случае зависимость основного параметра, определяемого многопозиционными станциями - дальности до наблюдаемого объекта, разностно-дальномерным методом без учета местоположения разнесенных позиций может быть представлена в виде формулы [111]:

$$\sigma_D = \frac{c \cdot \sqrt{\sigma_{t\tau}^2 + \sigma_{tR}^2}}{(d/D_0)^2} \quad (2.18)$$

где: c — скорость света в вакууме;

$\sigma_{t\tau}$ — погрешность внутренних часов;

σ_{tR} — погрешность определения времени прихода ответного сигнала;

d — расстояние между позициями;

D — расстояние до объекта обнаружения.

Погрешность определения дальности — прямо-пропорциональна составляющим погрешности внутренних часов и погрешности определения времени прихода ответного сигнала [111], что при реализации схемы синхронизации разнесенных позиций накладывает требования к предельной величине обоих видов погрешностей.

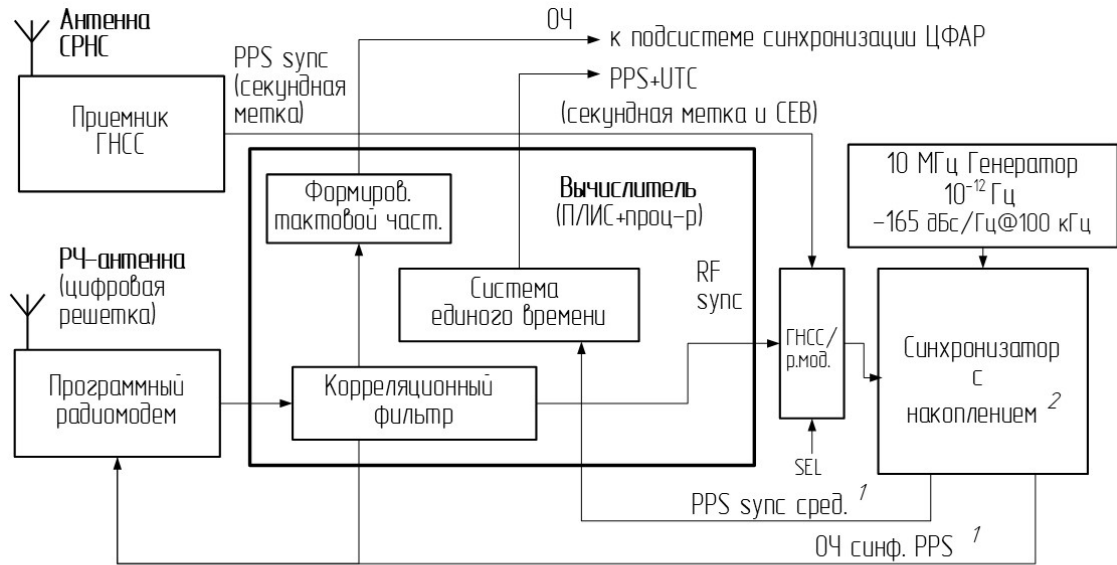
Погрешность определения времени прихода ответного сигнала как правило обратно-пропорциональна ширине спектра радиосигнала и для сигналов с полосой от 10 МГц составляет от 10 до 100 нс (до 30 м по дальности) в зависимости от вида сигнала и схемы обработки. Точность передачи синхроимпульсов при синхронизации по радиоканалу будет определяться систематической и случайной составляющей. К систематическим составляющим относятся: задержка распространения в эфире, задержка прохождения в трактах обработки модулятора и демодулятора. Эти погрешности можно устранить расчётным путём. Случайная составляющая погрешности проявляется как разброс

положения синхроимпульсов на выходе демодулятора от пачки к пачке. Величина этой погрешности ΔT определяется как неопределённость положения детектируемых символов в модемном канале, которая, в свою очередь, связана с полосой передаваемого сигнала ΔF соотношением вида $\Delta T = 1/\Delta F$. Возможно использование последовательности импульсов для получения эквивалента сигнала с широким спектром при той же мгновенной полосе. Для уточнения времени прихода синхронизирующего радиосигнала локальной системы синхронизации, а также времени прихода ответного сигнала РЛС с наименьшей погрешностью целесообразно использовать вычисление взаимно-корреляционной функции (ВКФ). Правила вычисления ВКФ для различных типов сигналов, а также в условиях их наложения и других возможных искажений (в том числе — за счет многолучевости, активных и пассивных помех и др.) является отдельной задачей, требующей проработки в зависимости от конкретного типа и условий применения МРЛС.

Погрешность внутренних часов зависит от программно-аппаратных средств синхронизации станций и может существенно отличаться в зависимости от примененных технических решений, при этом предельно допустимая величина находится в пределах 10 нс временного интервала (около 3 м по дальности) [116].

Исходя из обзора литературы по совокупности критериев для мобильных и размещаемых в районах с отсутствующей инфраструктурой МРЛС для синхронизации позиций должны использоваться свободные от кабельных каналов передачи данных методы. Наилучшим образом может подойти схема синхронизации на основе известных технических решений с использованием сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) или радиосигналов локальной системы единого времени. При этом достигаемая точность синхронизации таких схем оказывается как правило не лучше 100 нс, что требует дополнительных мероприятий по улучшению полученных показателей — например, путем использования методов усреднения временных отметок за определенный временной интервал (метод накопления) и последующего исключения постоянной составляющей [15, 116].

В предложенной схеме модуля синхронизации позиций, приведенной на рисунке 2.21, усреднение выполняется с использованием специализированной интегральной схемы с накоплением на основе прямого цифрового синтеза.



1. Уточненный сигнал синхронизации и синфазный ему тактовый сигнал генератора
2. Уточнение секундной метки СРНС или РЧ-сигнала синхронизации

Рисунок 2.21 - Схема модуля синхронизации позиций

Схема синхронизатора и характеристики внешнего опорного генератора для петли ФАПЧ секундной метки СРНС с временным интервалом 0,01 с приведены на рисунке 2.22

[<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1079.pdf?doc=ad9548.pdf>].

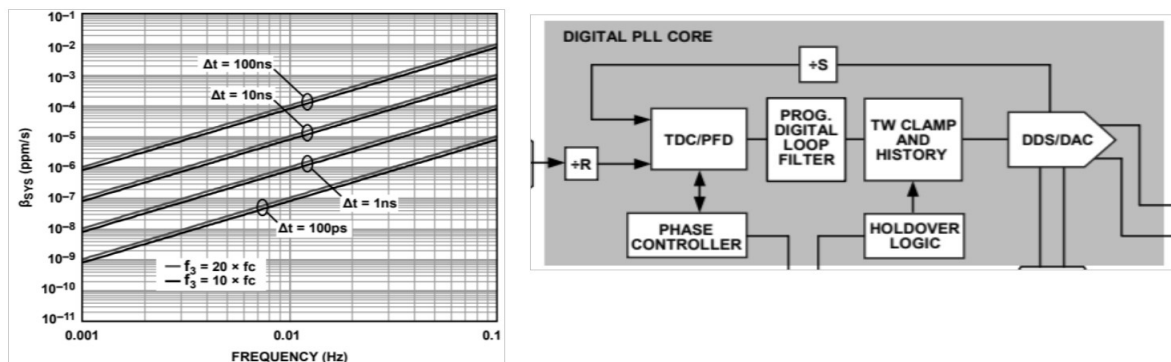


Рисунок 2.22 — схема петли ФАПЧ и требования к внешнему генератору

Использование синхронизатора с петлей ФАПЧ кроме повышения точности временной метки позволяет обеспечить сохранение точности хода внутренних часов при временном аварийном пропадании внешних сигналов синхронизации.

Указанный способ позволяет формировать одновременно высокоточную кадровую метку для внутренних системных часов (PPS + UTC) и синфазную ей тактовую частоту 50...125 МГц (ОЧ синф. PPS), используемые для алгоритмов ЦОС на разнесенных позициях. Предложенная схема должна обеспечить приемлемую точность синхронизации для сходимости методов обработки сигналов, применяемых в МРЛС (когерентных) и МПСН (высокоточных), что необходимо проверить на практике.

2.3 Анализ вариантов применения перспективных технологий

2.3.1 Определение потенциальных преимуществ технологий радиофотоники

В научном сообществе принята идея о невозможности мгновенного перехода к радиофотонным технологиям, негласно выработан план поэтапного освоения отдельных элементов в соответствии с достигнутым уровнем научно-технического прогресса в предметной области, а также возможностями использования в серийно выпускаемых промышленностью изделиях с учетом получения значимых конкурентных преимуществ.

Применительно к РЛС/РЛК отдельные представленные в списке технологии подсистем радиооптической фазированной антенной решетки (РОФАР) уже исследованы и осваиваются промышленностью: радио-оптический генератор (синтезатор частот), подсистема распределения СВЧ-сигналов и сигналов синхронизации с аналоговыми линиями передачи [67]. Макеты приемников/формирователей, фазовращателей, линий задержки апробируются для применения в различных системах. Исследуются схемы построения приемников [117], фотонных излучателей необходимой мощности с необходимыми свойствами и формирователи сверхширокополосных сигналов. В перспективе ожидается появление фотонных АЦП, аналоговых вычислительных устройств и квантовых процессоров [118]. Условные сроки освоения радиофотонных компонентов расписаны на десятилетие; условные, так как

конкретный срок получения результатов в таком новом и достаточно малоисследованном научном направлении, как радиофотоника, поставить сложно – особенно по направлению фотонных АЦП, фотонных вычислительных устройств, фотонным устройствам в интегральном исполнении.

В перспективе антенные системы, выполненные по технологии РОФАР, как предполагается, придут на смену ЦФАР. Достичь с их помощью унификации может оказаться существенно проще, так как ожидаемая рабочая полоса таких систем сможет перекрывать несколько радиочастотных диапазонов посредством мгновенной перестройки несущей [90]. Проведенный анализ радиофотонных устройств позволил определить, что переход не предполагается очень скорым и однозначным, как минимум в ближайшее десятилетие будет актуален симбиоз цифровых систем с радиофотонными элементами – предполагаемые этапы перехода от ЦФАР к РОФАР приведены на рисунке 2.23.

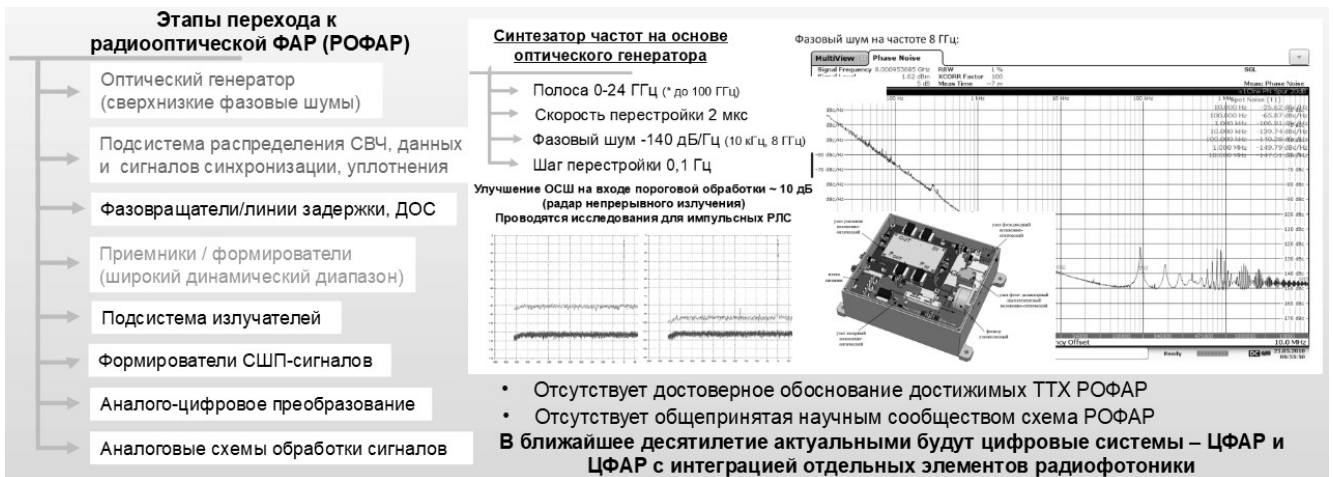


Рисунок 2.23 — Интеграция радиофотонных технологий в ЦФАР

При этом, как сказано выше, достоверные схемы РОФАР, фотонных систем связи, а также их предельно-достижимые ТТХ в настоящее время не представлены и являются предметом выполняемых уникальных научных исследований [119]. Промышленное освоение разработок по указанным выше причинам также будет являться отдельным предметом, требующим глубокого изучения и последующего освоения.

В указанных условиях актуальными, как минимум на ближайшее

десятилетие, будут уже широко осваиваемые в производстве цифровые радиотехнические системы (применительно к РЛС/РЛК – цифровые АФАР или ЦФАР), а также цифровые системы с интеграцией отдельных элементов радиофотоники. Однако, это не уменьшает актуальность исследований в области радиофотоники, так как принципиальный переход от электронных к фотонным технологиям не вызывает сомнений.

Согласно приведённому в разделе 1 плану внедрения радиофотонных технологий, составленному на основании анализа развития и готовности к внедрению радиофотонных технологий в рамках прикладных исследований, к использованию в ЦФАР пригодны технологии оптоэлектронного гетеродина [120] и широкополосной аналоговой линии передачи данных [121]. Оптоэлектронный гетеродин способен обеспечивать сверхнизкие шумы, аналоговая линия – осуществить первый этап перехода к унифицированной широкополосной цифровой антенной решетке, обеспечить распределение сигналов по полотну АФАР с минимальными потерями.

Известна схема распределения сигналов гетеродина по полотну АФАР с использованием радиофотонных трактов [68, 11]. При условии соблюдения требований к качеству амплитудных и фазовых шумов радиофотонного тракта, схему возможно использовать для распределения сигнала формирователя непосредственно на несущей частоте, что при переходе к схеме РОФАР позволит формировать сверхширокополосные сигналы, исключить подсистему синхронизации и передачи данных (сигналы приемной и передающей части передаются в аналоговом виде). Указанная схема приведена на рисунке 2.24.

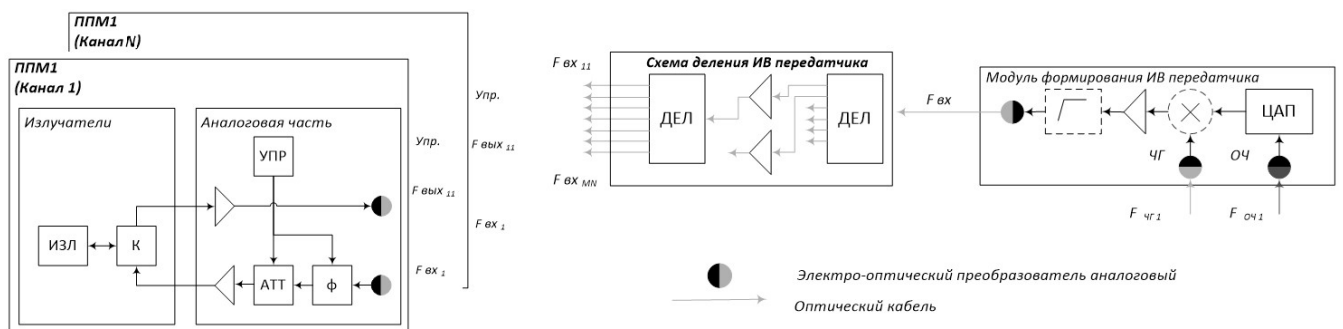


Рисунок 2.24 – Схема распределения сигнала формирователя

Вариант использования решения из [11] в ЦФАР в целях раздачи сигнала гетеродина по радиофотонным трактам вместо классических коаксиальных линий приведен на рисунке 2.25

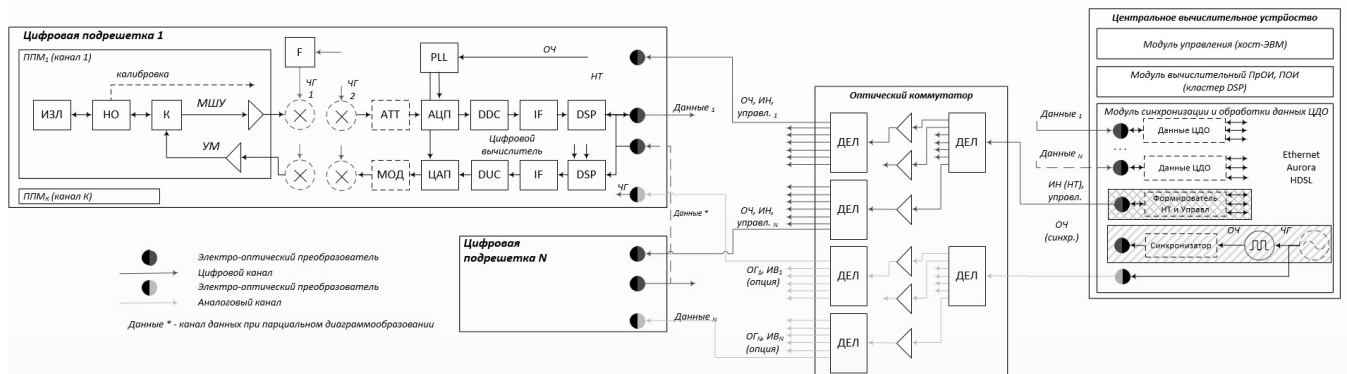
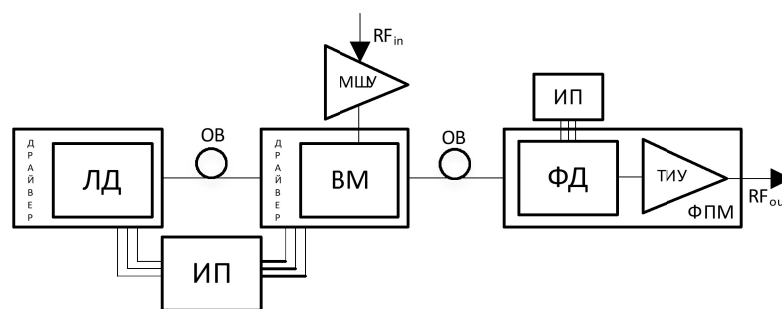


Рисунок 2.25 – Схема распределения сигнала гетеродина

Предлагаемая схема аналогового радиофотонного тракта с возможностью передачи СВЧ сигналов до 40 ГГц и более, улучшенная относительно приведенной в [11], приведена на рисунке 2.26. Для передачи широкополосного СВЧ сигнала оптическое излучение необходимо модулировать при помощи внешнего модулятора (ВМ). Обычно для ВМ требуется высокая мощность входного СВЧ сигнала (до +26 дБм) для обеспечения необходимой глубины модуляции и улучшения характеристик передачи, в связи с чем на управляющем входе ВМ рекомендуется использовать малошумящий усилитель (МШУ).



ИП – источник питания, ЛД – лазерный диод, ВМ – внешний модулятор; МШУ – малошумящий усилитель; ОВ – оптоволоконно, ФПМ – фотоприемный модуль, ФД – фотодиод, ТИУ – трансимпедансный усилитель.

Рисунок 2.26 - Схема передачи СВЧ сигнала по оптоволоконной линии

В ЦФАР аналоговый тракт возможно применять для распределения по полотну антенны сигналов гетеродина, в АФАР и перспективных РОФАР – для

передачи широкополосных сигналов передатчика. Для оценки принципиальной возможности применения радиопотонного тракта на практике необходимо оценить уровень амплитудных и фазовых искажений, гармонические искажения, а также коэффициент передачи линии.

Оптоэлектронный гетеродин, выполненный на основе радиопотонных технологий, обладает рекордно низким уровнем фазовых шумов, что, возможно, позволит обеспечить ряд преимуществ при его использовании в ВС ЦФАР.

Особенности оптоэлектронного гетеродина:

- сверхнизкий уровень фазовых шумов (на генерируемой частоте до 30 ГГц – 140 дБн/Гц при отстройке 10 кГц);
- высокая устойчивость к электромагнитным помехам;
- высокая устойчивость к вибрациям и ускорениям (актуально для технических средств с возможностью работы в условиях перегрузок, где возможны эффекты ухода частоты задающего генератора, приводящие к снижению точности или даже потере слежения);
- высокая скорость перестройки и широкая полоса рабочих частот.

Проверка преимуществ использования оптического гетеродина в части влияния на улучшение ОСШ в ЦФАР должна быть подтверждена на практике.

2.3.2 Анализ вариантов применения вычислительной и СВЧ ЭКБ высокой степени интеграции

Известны сложившиеся принципы построения цифровых приемопередающих модулей [122, 123]. Повышение в мировой практике роли ЭКБ высокой степени интеграции с перспективой отказа от классического маршрута проектирования на печатных платах в пользу маршрута, предполагающего использование готовых платформ на базе СНК, СВК типа Xilinx RF SOC или заказа СНК по проекту дизайн-центра на технологических фабриках и разработки ПО, является важным стимулом освоения указанных технологий в целях сохранения конкурентоспособности. Возможность ограничения доступа к ряду

указанных технологий требует рассмотрения альтернативного маршрута проектирования.

Перспективные вычислительные структуры ЦОС выполняются на основе ЭКБ высокой степени интеграции с размещенными на одном кристалле программируемыми логическими интегральными схемами (ПЛИС), цифровыми сигнальными процессорами (ЦСП), а также радиочастотной (РЧ) частью и базовыми модулями ПО. Маршрут проектирования сводится к размещению на базовой программно-аппаратной платформе необходимых алгоритмов на языке высокого уровня или блочном алгоритмическом языке [124].

Основу вычислительной структуры составляет многофункциональная СВК с РЧ и вычислительной частью для систем радиолокации и связи (РЛС с цифровыми решетками, радиорелейные линии и 5G, и т. д.).

Проект приемопередающей СВК с ЦОС приведен на рисунке 2.27.



Рисунок 2.27 - Проект приемопередающей СВК с РЧ-частью и ЦОС

С учетом сложности предлагаемого технологического процесса разработки СВК целесообразно проведение предварительной отработки основных технологий на базе прототипов.

В целом предлагаемая СВК позволит обеспечить импортозамещение зарубежных аналогов при сохранении базовых технологий разработки с переносимостью алгоритмов и ПО по технологии ПОР (SDR).

Формирователи и приемники радиосигналов (радиотрансиверы) высокой степени интеграции с широкой рабочей полосой являются важной частью унифицированных цифровых подрешеток [125], что показано ранее. Для построения унифицированной подрешетки на отечественной ЭКБ наиболее распространенного диапазона частот L...С целесообразно провести исследование и выбор подходящей технологии. В условиях требований повышения степени интеграции с целью возможности использования в мобильных применениях важными параметрами являются: массогабаритные показатели, потребляемая мощность и стоимость.

Использование технологии системы-на-кристалле (СНК) [126] имеет ряд преимуществ: функциональность (полный РЧ тракт в одной микросхеме), малые массогабаритные показатели (несколько мм²), сравнительно низкая стоимость изготовления. Имеются и недостатки: длительный (до 3 – 5 лет) цикл разработки, высокая стоимость технологического процесса разработки. В связи с вышесказанным, при разработке СНК необходимо выполнять ряд требований: проектируемая схема должна быть актуальной в ближайшие 10-15 лет (необходимый горизонт планирования спроса и перспективные технические решения и технологии); СНК по возможности должна быть универсальной для возможности применения в максимальном числе проектов (минимизация количества проектируемых компонентов и обеспечение необходимого тиража для получения приемлемой стоимости).

Как показано ранее, состав приемного и передающего каналов радиотрактов ЦФАР не имеют значительных различий, меняется лишь порядок установки функциональных блоков (ФБ). Основываясь на этом, можно определить необходимый состав ФБ СНК и для приемного, и для передающего каналов:

- полосно-пропускающий фильтр высокой частоты;
- усилитель высокой частоты;

- смеситель;
- усилитель низкой частоты;
- полосно-пропускающий фильтр низкой частоты.

Реализация полосно-пропускающих фильтров на монолитной интегральной схеме (МИС) невозможна по ряду причин:

- нет возможности реализовать большинство номиналов элементов;
- нет возможности подстройки элементов после изготовления;
- для различных устройств необходим разный фильтр, что не позволит создать универсальную систему;
- элементы фильтров занимают значительную площадь на кристалле (увеличение стоимости).

Таким образом, СНК РЧ-тракта унифицированной цифровой подрешетки ЦФАР должна иметь в своем составе:

- усилитель высокой частоты;
- цифровой аттенюатор;
- смеситель;
- усилитель низкой частоты.

Имея перечисленные ФБ в составе МИС СНК, можно назвать ее универсальной, так как включая в тракт в различной последовательности и добавляя внешние фильтры можно составить большое количество различных схем приемных и передающих устройств как с одним, так и с несколькими преобразованиями.

Предполагаемые характеристики проектируемой СНК с учетом типовых требований к РЧ трактам перспективных ВС ЦФАР приведем в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Характеристики ФБ проектируемой СНК

СНК РЧ-тракта	
Диапазон рабочих частот, ГГц, не менее	0,1-4,5
Коэффициент шума, дБ, не более	5
Точка компрессии по выходу (1 дБ), дБм, не менее	13
Диапазон выходных частот (ПЧ), МГц	50-500

Функциональная схема проектируемой СНК с внешними элементами приведена на рисунке 2.28.

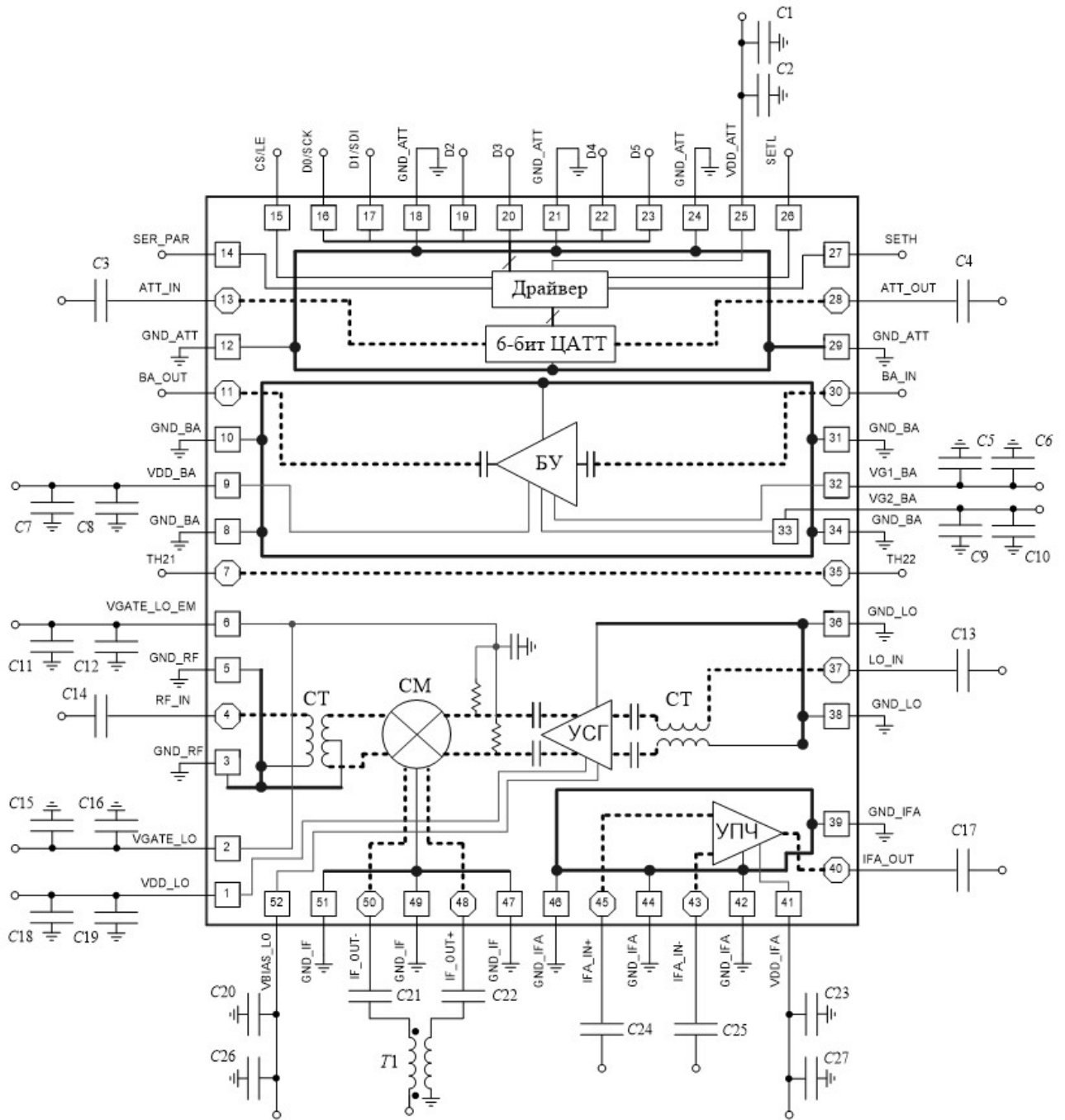


Рисунок 2.28 - Функциональная схема проектируемой СНК

Выполненный анализ перспективной ЭКБ показывает, что вычислительные структуры высокой степени интеграции позволяют перейти от технологического процесса разработки цифровой схмотехники к процессу программно-определяемых радиосистем, РЧ-тракты на базе СНК обеспечивает унификацию цифровых подрешеток, обеспечивает возможность построения решеток с кратно

меньшими габаритами с возможностью размещения на мобильных объектах и реализации решеток с шагом $\frac{1}{2} \lambda$ в субмиллиметровом диапазоне длин волн.

2.3.3 Выбор компонентов программно-определяемой радиосистемы

Вычислительные ресурсы перспективных ЦФАР должны обеспечивать возможность реализации адаптивных алгоритмов диаграммообразования как для эффективного распределения энергии зондирующего сигнала в пространстве, так и с целью защиты от активных и пассивных помех [127, 128]. Проектирование программных компонентов для ПОР (SDR) должно подчиняться правилам разработки ПО, состав должен определяться особенностями проектирования встраиваемого ПО для аппаратных платформ. Необходимый состав ПО для ПОР приведен в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Состав ПО для ПОР

Наименование	Статус	Назначение
Системное ПО		
Системное – Base Support Package (BSP)	Обязательное (встраиваемое)	Обеспечивает работу аппаратных компонентов платформы SDR (драйверы ПЛСЦИ-ЦСП моста PCIe и т.п.).
	Опциональное (внешнее)	Обеспечивает сопряжение компонентов платформы SDR с внешними устройствами (драйвер ПЭВМ интерфейса USB 3.0 под ОС Linux и т.п.)
Прикладное ПО		
Прикладное заказное – Custom IP Package	Опциональное (встраиваемое)	Реализует базовые функции платформы SDR (DDC – цифровой перенос вниз, DUC-цифровой перенос вверх, DBF-лучеобразование и т.п.)
Прикладное пользовательское – User IP Package	Реализуется пользователем или по заказу (встраиваемое, внешнее)	Реализует пользовательские функции платформы SDR (подавление помех, предварительную и первичную обработку, передачу данных – радиомодем и др.)
Инструментальное ПО (дистрибутив для установки на технологическую ЭВМ пользователя)		
Конфигуратор платформы (SDK)	Опционально (внешнее)	Конфигурирование функциональных блоков (ip-core) при их создании (аналог – coregen Xilinx)
Визуализатор работы платформы	Обязательно (внешнее)	Конфигурирование функциональных блоков (ip-core) при их работе и визуализация работы узлов и системы SDR в целом

ПО в составе ПОР платформы должно обеспечивать:

- возможность использования различных алгоритмов обработки сигналов по принципу высокоуровневого проектирования, что позволяет строить различные по характеристикам и принципам радиотехнические системы на единой платформе из готовых программных блоков в короткие сроки с высокой надежностью;

- улучшать или изменять характеристики путем обновления ПО по каналам связи без внесения изменений в конструкцию, что существенно повышает технологичность и снижает стоимость обслуживания в эксплуатации;

- снижение стоимости проектирования за счет использования унифицированных программно-аппаратных компонентов.

Тенденция перехода к высокоуровневому проектированию требует чёткого определения границ ответственности разработчика и пользователя платформы. Разработчик платформы обязан предоставить пользователю необходимый набор функциональных блоков, готовых к использованию в условиях назначения платформы ПОР, с предоставлением полноценных описаний и инструментов конфигурирования, а также инструмента проверки работоспособности блоков и тестового проекта разработанной системы в целом.

2.4 Заключение по главе 2

Представленные материалы на уровне теории исчерпывающе описывают технические предложения, позволяющие решить поставленные в работе задачи. Математическое моделирование в работе выполняется в минимальном объеме, следовательно, представленные теоретические положения и предложенные технические решения следует подтвердить экспериментально.

3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ПРЕДЛОЖЕННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

3.1 Конструктивное исполнение унифицированных ЦФАР

3.1.1 Практика оптимального размещения узлов

Для экспериментов, допускающих проведение проверок в лабораторных условиях, был собран стенд на базе фрагментов реальной аппаратуры ЦФАР (далее - стенд), укомплектованный необходимым контрольно-измерительным оборудованием – внешний вид стенда приведен на рисунке 3.1

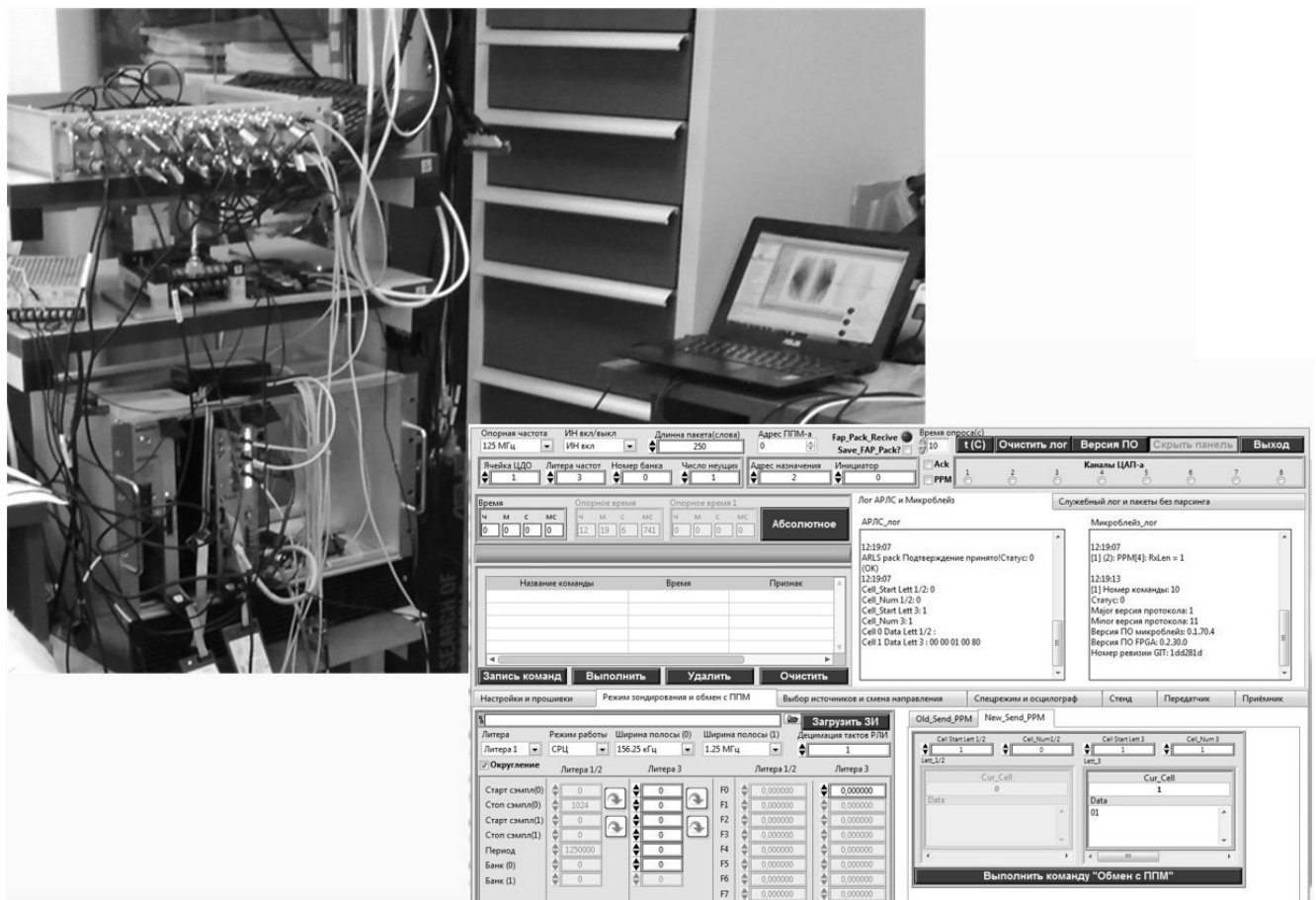


Рисунок 3.1 – Стенд для проведения проверок в лабораторных условиях

Проверка возможности использования метода экспертных оценок для синтеза оптимальной конструкции ЦФАР выполнялась путем последовательной установки на стенд макетов: макет ЦФАР с коаксиальными линиями и оцифровкой в центральном вычислительном устройстве (сосредоточенное

устройство ЦОС с аналоговыми каналами в коаксиальных кабелях) – вариант 1, макет ЦФАР с радиодетонными линиями и оцифровкой в центральном вычислительном устройстве (сосредоточенное устройство ЦОС с аналоговыми каналами в радиодетонных трактах) – вариант 2, макет ЦФАР с оцифровкой возможно ближе к излучателям (распределенное устройство ЦОС с подключением подрешеток по цифровым линиям) – вариант 3.

Для трех указанных макетов с помощью привлеченных экспертов из числа ведущих специалистов в области цифровых антенных систем согласно методике п. 2.1 ранжированы показатели качества макетов по соответствующим критериям — оценки показателей качества ЦФАР приведены на рисунке 3.2.

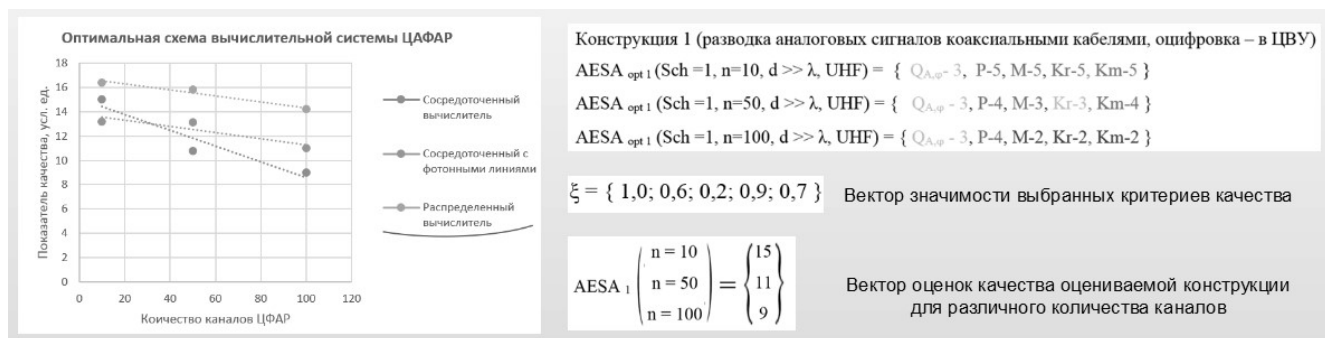


Рисунок 3.2 — оценки показателей качества ЦФАР

Матрица оценок для варианта 1 макета ЦФАР приведена на рисунке 3.3

$$AESA_{opt 1} = \left\{ \begin{array}{l} \underline{Sch} = 1, n = 10, d \gg \lambda, UHF) = \{ \underline{Tch} - 3, Pr-5, DM-5, Kr-5, Km-5 \} \\ \underline{Sch} = 1, n = 50, d \gg \lambda, UHF) = \{ \underline{Tch} - 3, Pr-4, DM-3, Kr-3, Km-3 \} \\ \underline{Sch} = 1, n = 100, d \gg \lambda, UHF) = \{ \underline{Tch} - 3, Pr-4, DM-2, Kr-2, Km-2 \} \end{array} \right\}$$

$$AESA = \{ 1, 0; 0, 6; 0, 2; 0, 9; 0, 7 \}$$

$$AESA_1 \begin{pmatrix} n = 10 \\ n = 50 \\ n = 100 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 15 \\ 11 \\ 9 \end{pmatrix}$$

Рисунок 3.3 - Матрица оценок для варианта 1 макета ЦФАР

Недостатками рассматриваемой конструкции являются:

- значительная зависимость амплитуды и фазы сигналов вследствие использования коаксиальных линий;

- значительное количество коаксиальных линий снижает надежность и технологичность, увеличивает массогабаритные показатели;

- протяженные коаксиальные линии требуют установки дополнительных линейных усилителей мощности для компенсации потерь и минимизации воздействий электромагнитных наводок, что увеличивает потребляемую и изделием мощность и стоимость;

- деградация параметров коаксиальных линий со временем, при воздействии температуры, механических воздействий существенно сказывается на технических параметрах антенной системы и на ее надежности.

Оценки показывают возможность использования рассматриваемой конструкции для числа каналов ЦФАР порядка 10, с ростом числа каналов недопустимо падает технологичность и надежность.

Матрица оценок для варианта 2 макета ЦФАР приведена на рисунке 3.4.

$$\text{AESА}_{\text{opt } 2} = \left\{ \begin{array}{l} \underline{\text{Sch}} = 2, n = 10, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-3, Pr-2, DM-5, Kr-5, Km-5}\} \\ \underline{\text{Sch}} = 2, n = 50, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-3, Pr-2, DM-5, Kr-5, Km-4}\} \\ \underline{\text{Sch}} = 2, n = 100, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-3, Pr-1, DM-5, Kr-4, Km-4}\} \end{array} \right\}$$

$$\text{AESА}_2 \left(\begin{array}{l} n = 10 \\ n = 50 \\ n = 100 \end{array} \right) = \left\{ \begin{array}{l} 13 \\ 13 \\ 11 \end{array} \right\}$$

Рисунок 3.4 - Матрица оценок для варианта 2 макета ЦФАР

При существующем развитии радиофотонных технологий применение оптических трактов для передачи СВЧ является дорогостоящим вариантом.

Матрица оценок для варианта 3 макета ЦФАР приведена на рисунке 3.5.

$$\text{AESА}_{\text{opt } 3} = \left\{ \begin{array}{l} \underline{\text{Sch}} = 2, n = 10, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-5, Pr-4, DM-5, Kr-5, Km-5}\} \\ \underline{\text{Sch}} = 2, n = 50, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-5, Pr-3, DM-5, Kr-5, Km-5}\} \\ \underline{\text{Sch}} = 2, n = 100, d \gg \lambda, \text{UHF} = \{\text{Tch-5, Pr-2, DM-5, Kr-4, Km-4}\} \end{array} \right\}$$

$$\text{AESА}_3 \left(\begin{array}{l} n = 10 \\ n = 50 \\ n = 100 \end{array} \right) = \left\{ \begin{array}{l} 16 \\ 16 \\ 14 \end{array} \right\}$$

Рисунок 3.5 - Матрица оценок для варианта 3 макета ЦФАР

Передача по полотну решетки сигналов в цифровой форме позволяет исключить недостатки вариантов 1 и 2, возникающие за счет передачи сигналов в аналоговом виде по коаксиальным и оптическим каналам. Рассматриваемая конструкция обладает следующими характеристиками: высокая технологичность, приемлемые массогабаритные показатели. Оцифровка в каждом канале предполагает увеличение стоимости цифрового канала в сравнении с методом оцифровки в едином центральном вычислителе, однако все дополнительные преимущества нивелируют указанный недостаток, о чем свидетельствуют данные вектора оценок оптимальности варианта 3. Таким образом, оптимальным конструктивным решением и согласно методике, и согласно результатам экспериментальных проверок является вариант макета 3 с оцифровкой возможно ближе к излучателям. Предложенная методика оценки качественных показателей ЦФАР может быть применена на этапе технического проектирования для выбора оптимальной конструкции при минимальных временных и финансовых затратах.

Согласно сформулированным принципам доработаны и проверены конструкции ЦФАР — улучшение технических характеристик, надежности, технологичности и ремонтпригодности подтверждены, при этом показано, что эффективные конструктивные решения многоканальных решеток субмиллиметровых диапазонов с шагом $\frac{1}{2} \lambda$ возможна только на основе принципов применения микроэлектронных (радиофотонных) технологий высокой степени интеграции.

Эскизы ЦФАР различных частотных диапазонов приведены на рисунке 3.6

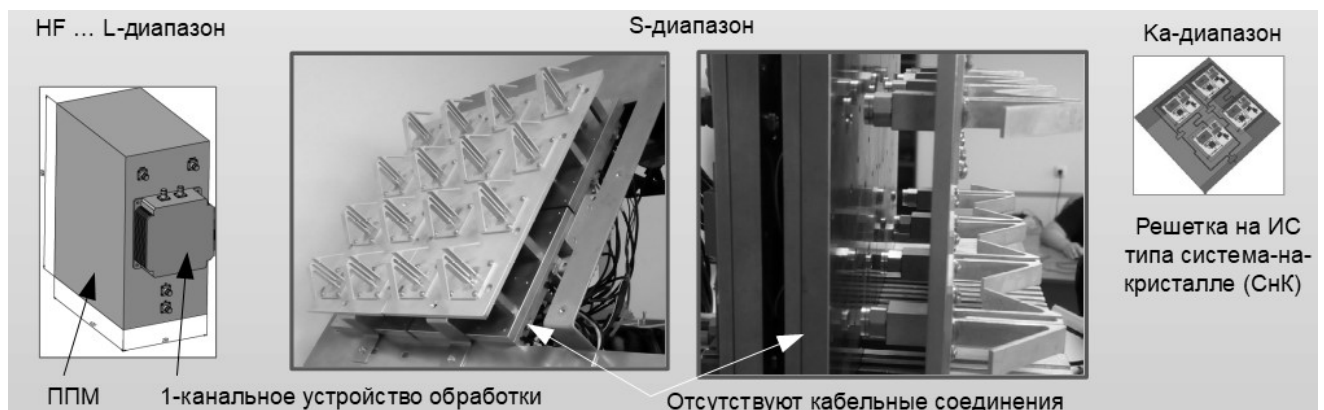
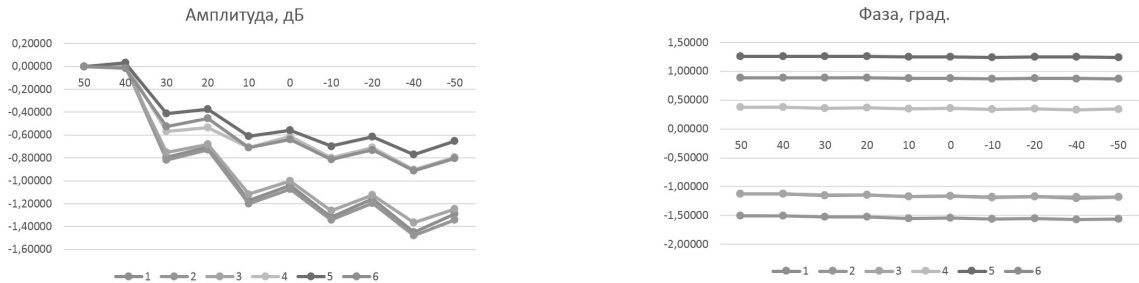
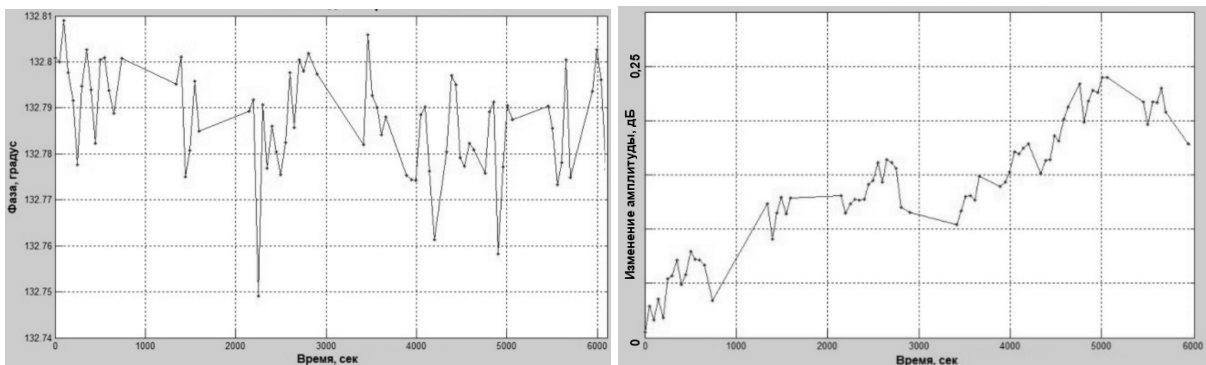


Рисунок 3.6 - Конструкции ЦФАР для различных частотных диапазонов

Точности формирования амплитуд и фаз приведены на рисунке 3.7 и соответствуют потенциально достижимым для используемых технологий, могут браться за основу при моделировании проектируемых систем, для компенсации температурного дрейфа необходима калибровка.



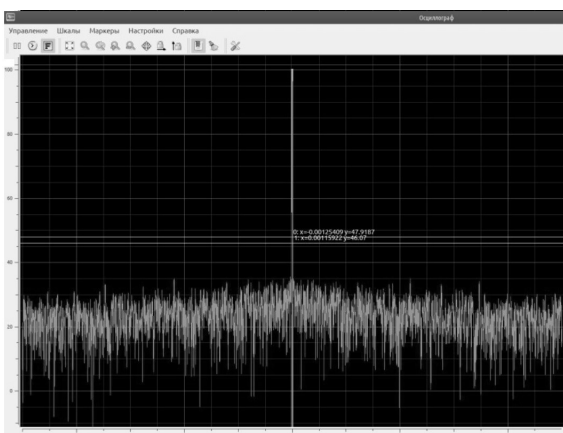
а) зависимость от температуры (для шести каналов)



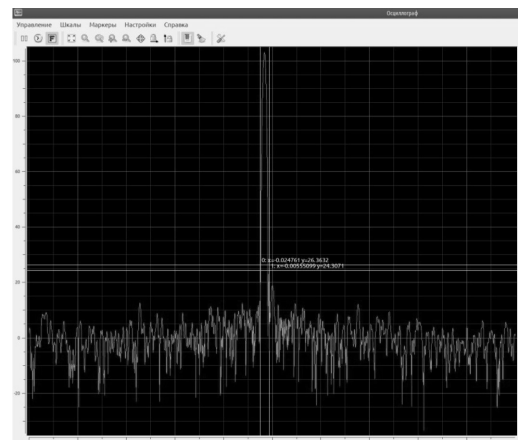
б) зависимость от времени (для одного канала)

Рисунок 3.7 – Зависимости амплитуд и фаз каналов ЦФАР от температуры и времени

Характеристики цифрового приемника для 14-битного АЦП, используемого в ЦФАР, приведены на рисунке 3.8



а) гармонический сигнал (ОСШ 63 дБ)



б) сигнал ЛЧМ 1,25 МГц, накопление 1024 отсчета (ОСШ 75 дБ)

Рисунок 3.8 – Характеристики цифрового приемника ЦФАР

Приведенные в данном разделе результаты обсуждались в рамках научно-технической конференции [129], опубликованы автором [130].

3.1.2 Реализация распределенных вычислительных структур

Предложенная технология распределенного устройства ЦОС ЦФАР использует блочно-модульный принцип построения, что на практике позволяет строить унифицированные ЦФАР с возможностью использования в радиотехнических системах различных частотных диапазонов, различной канальности, конструктивного исполнения и назначения. Основной принцип построения заключается в использовании центрального вычислительного устройства (ЦВУ) с возможностью подключения к нему по оптическим каналам различного количества цифровых подрешеток – периферийных вычислительных устройств (ПВУ). Схема ЦФАР с вариантами цифровых приемо-передающих модулей (ЦППМ) или цифровых подрешеток приведена на рисунке 3.9.

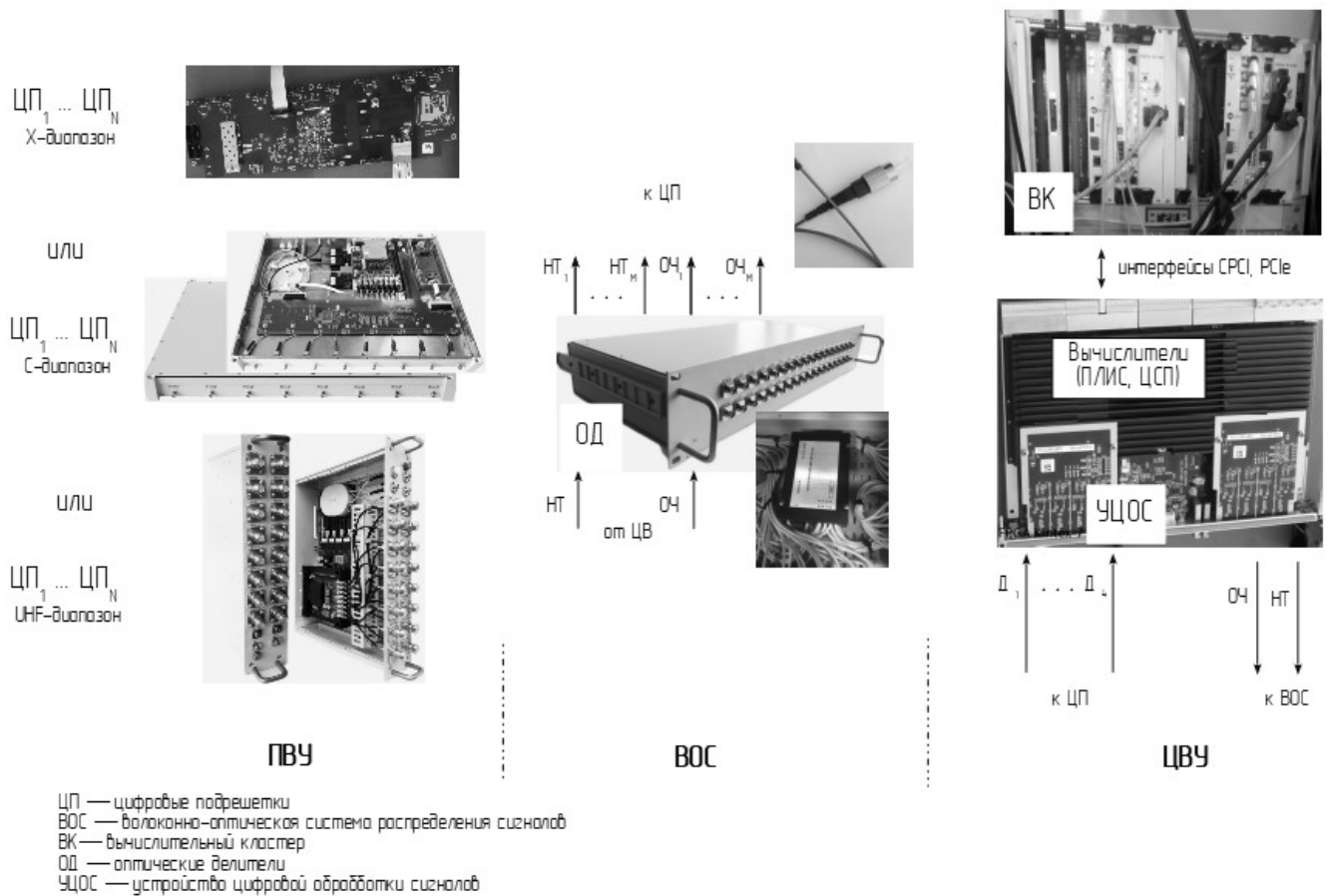


Рисунок 3.9 – ЦФАР с ЦППМ разных частотных диапазонов

ПВУ состоит из ЦППМ, включающих:

- плата АЦП (прием аналогового сигнала на ПЧ 50-500 МГц);
- плата ЦАП (формирование аналогового сигнала ПЧ 50-500 МГц);
- плата оптических приемопередатчиков (интерфейс передачи данных между блоком ПВУ и ЦВУ с использованием ВОС);
- программное обеспечение ЦОС (прием и формирование комплексного сигнала, цифровое диаграммообразование, синхронизация и передача данных и команд управления).

Состав и функциональная схема ЦППМ ПВУ приведены на рисунке 3.10

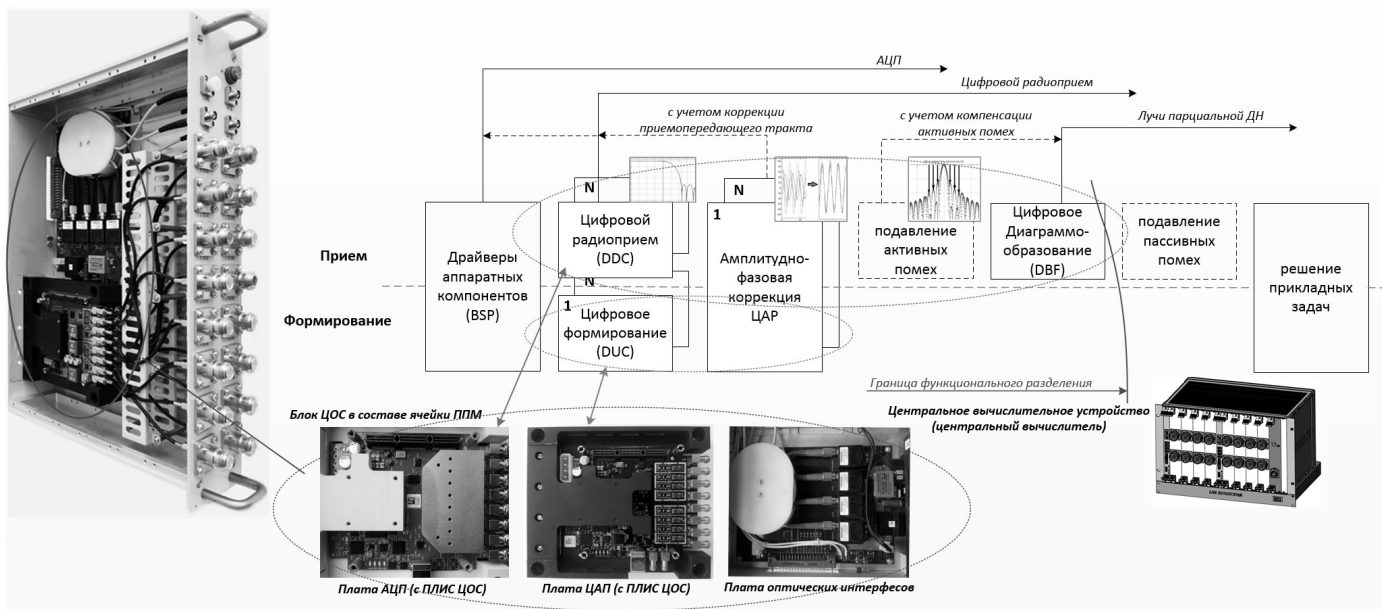


Рисунок 3.10 - Состав и функциональная схема ЦППМ ПВУ

Блок ЦВУ состоит из вычислительного кластера (ВК) с устройством ЦОС с оптическими приемопередатчиками (формирование управляющих команд для цифровых подрешеток, прием информации от цифровых подрешеток, обработка информации в соответствии с назначением радиотехнической системы, формирование сигналов синхронизации). Устройство содержит несущую плату с вычислителями на базе программируемой логики Kintex-7 (или Ultrascale) Xilinx (США) и сигнальными процессорами TMS320C66 Texas Instruments (США) или 1892ВМ4Я АО «НПЦ «Элвис» (Россия) — могут устанавливаться опционально. К несущей плате может быть подключено до двух submodule оптических приемопередатчиков, а также submodule ввода-вывода сигналов пользователя. Синхронизация

обеспечивается с помощью внутреннего или внешнего тактирования. Внешний вид устройства ЦОС ПВУ приведен на рисунке 3.11.

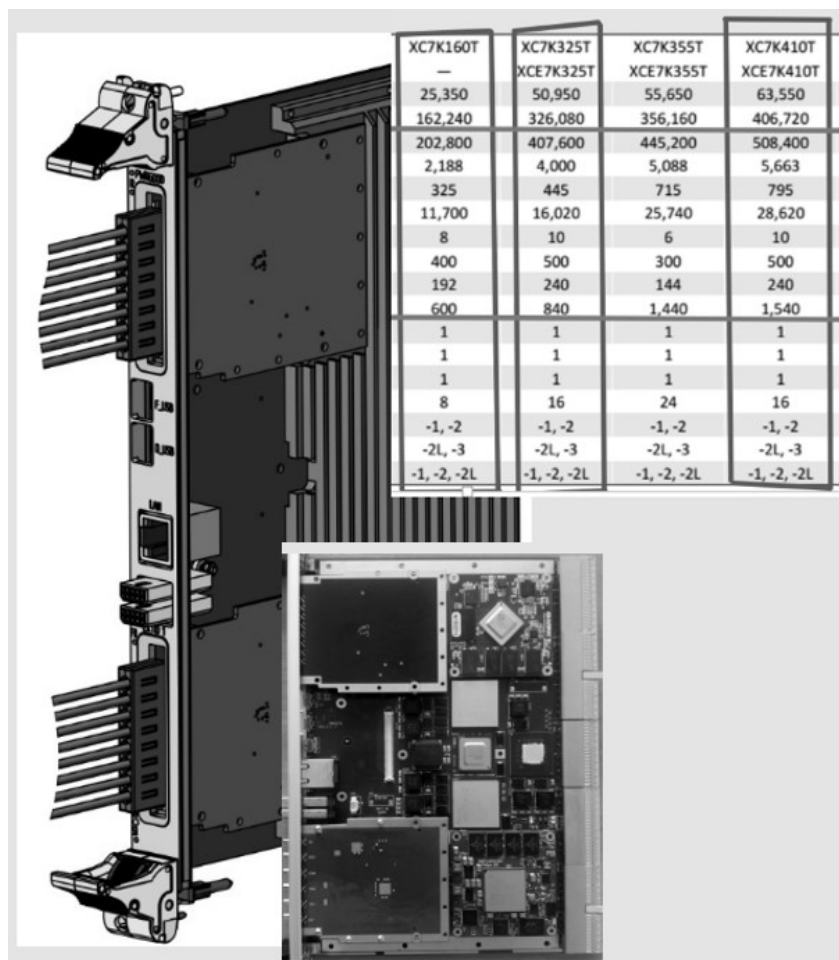


Рисунок 3.11 - Внешний вид устройства ЦОС ПВУ

Устройство уплотнения оптических каналов было собрано в целях и по схеме согласно п. 2.1.2. Внешний вид ВОСПД АФАР с устройством уплотнения оптических каналов приведен на рисунке 3.12.

Проверки устройства уплотнения проводились в лабораторных условиях (в том числе – при воздействии различных факторов окружающей среды, при рабочей температуре до минус 50 °С). Проверка показала полную идентичность характеристик цифровых подрешеток при подключении по выделенным оптическим каналам и при подключении по оптическим каналам с уплотнением по длине волны оптической несущей (DWDM).

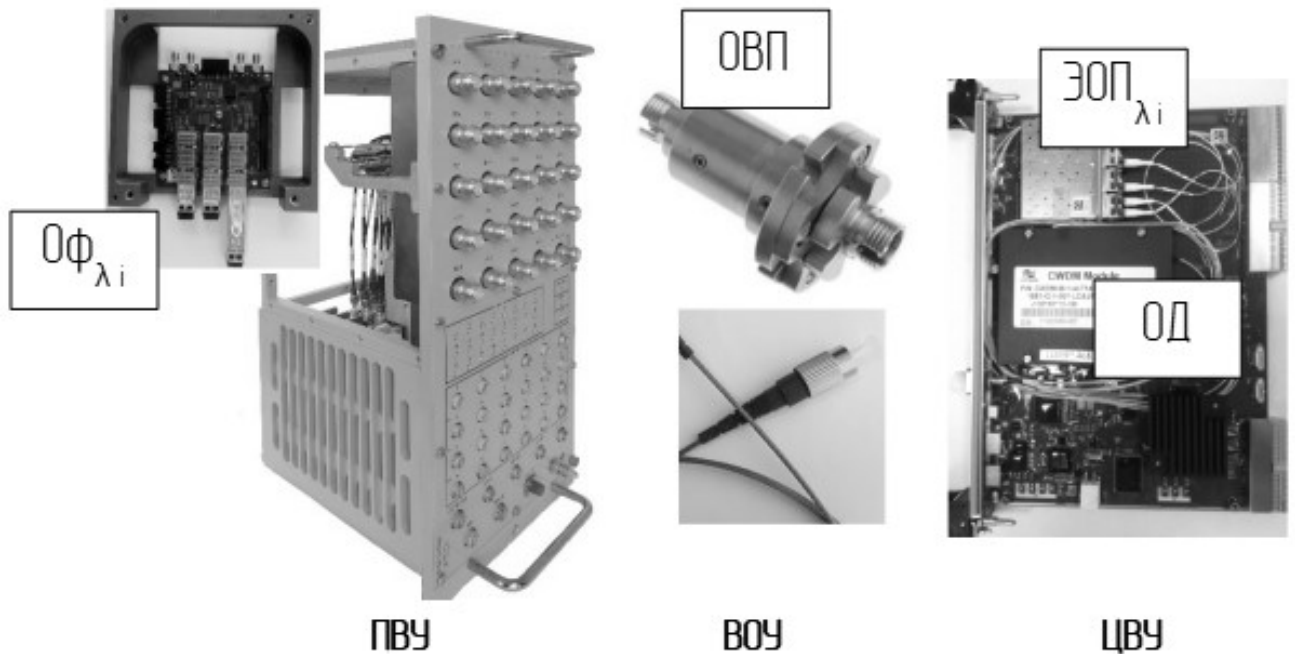


Рисунок 3.12 – ВОСПД АФАР с устройством уплотнения оптических каналов

Практическая реализация ВОСПД подтвердила, что сигналы подсистемы синхронизации и передачи данных могут быть уплотнены в единственный двунаправленный оптический канал со скоростью цифровых потоков не менее 1,25 Гбит/с с использованием принципа частотного уплотнения по длине волны оптических несущих. Возможность использования одноканального вращающегося оптического перехода снижает массогабаритные вращающегося антенного перехода в несколько раз при существенном снижении стоимостных показателей ВОСПД.

3.1.3 Проверка влияния цифровых компонентов на характеристики ЦФАР

3.1.3.1 Фазовые искажения при передаче по оптическим каналам

В исследуемой технологии ЦФАР для передачи тактовой частоты от опорного генератора к цифровым подрешеткам применены оптические каналы, как наиболее эффективные по ряду ранее указанных параметров. При этом были обозначены существенные фазовые искажения в оптических каналах - в состав системы синхронизации и передачи данных входят электро-оптические (опто-

электронные) приемопередатчики. Оценка искажений проводилась на стенде ЦФАР по схеме, приведенной на рисунке 3.13, результаты оценки приведены на рисунке 3.14.

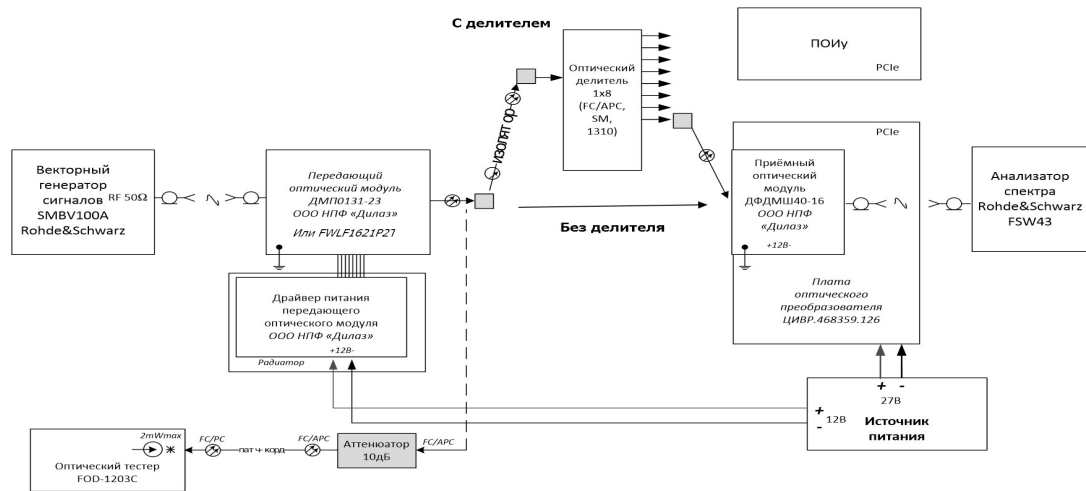
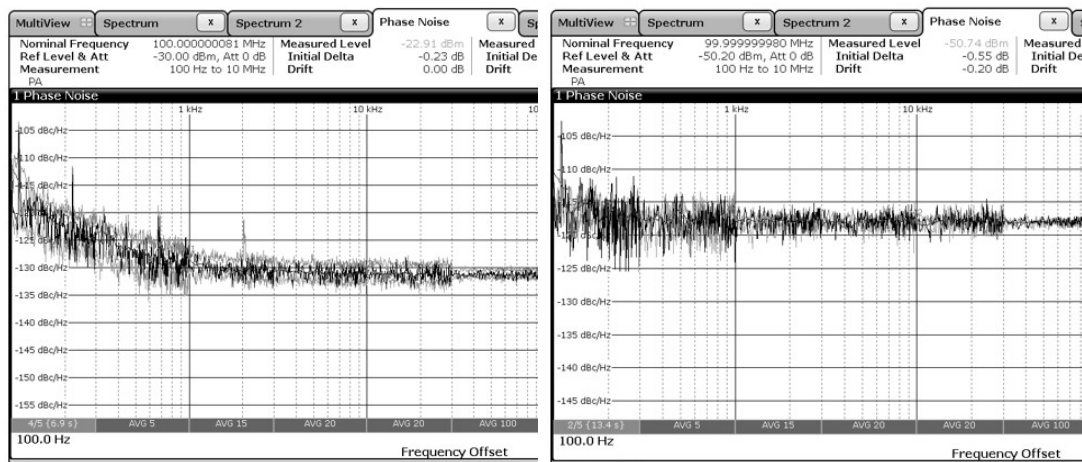


Рисунок 3.13 – Схема проверки характеристик подсистемы синхронизации и передачи данных с оптическими каналами



а) оптический преобразователь б) оптический преобразователь с делителем

Рисунок 3.14 – Спектр фазовых шумов оптической системы передачи ОЧ с аналоговыми модулями ДМП0131-23

Проведенный эксперимент показал, что аналоговые и цифровые оптические приемопередатчики на частотах порядка 100 МГц (тактовая частота ЦФАР) имеют примерно одинаковые характеристики по фазовым шумам (аналогичные результаты с не принципиальными различиями получены для компонентов отечественных и зарубежных производителей) – суммарный джиттер оптических линий без делителя составил 1,5 - 2 пс, с оптическим делителем – 9-10 пс

(делитель выполнен по технологии сварки оптических волокон). С учетом полученных результатов, в системе распределения тактового сигнала ЦФАР целесообразнее использовать цифровые приемопередатчики, как более технологичные и доступные по стоимости. Вносимый оптическими линиями джиттер не приемлем для прямого тактирования ЦАП и АЦП и должен быть минимизирован как показано в 2.1.3.

Для приведения джиттера к требуемой величине проверялась возможность использования специальных микросхем раздатчиков тактовых сигналов с минимизацией фазовых шумов (в частности, основанных на принципах узкополосной фильтрации тактовой частоты производства компании Silicon Laboratories, США [<https://www.silabs.com/products/timing/clocks>]). Внешний вид разработанного устройства АЦП с указанной ИС очистки джиттера для ячейки с ЦФАР приведен на рисунке 3.15.

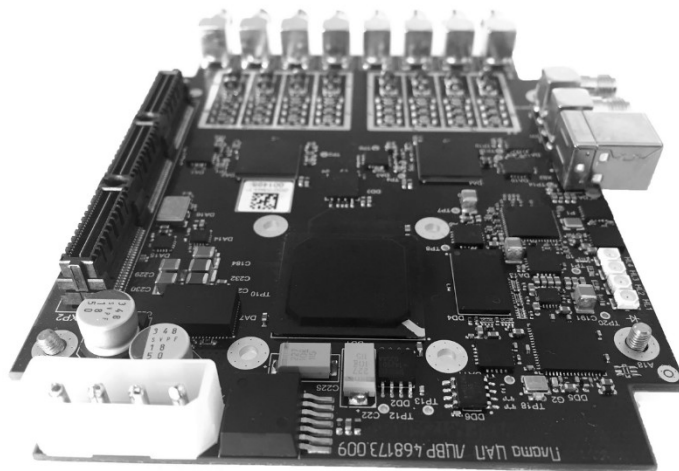


Рисунок 3.15 - Устройство АЦП с ИС очистки джиттера

Результаты проверки ОСШ цифрового радиоприемника при автономной работе (высокостабильный сигнал опорного генератора подключался напрямую к устройству АЦП) и при удаленном подключении с помощью оптических преобразователей, а также оптических преобразователей с оптическими делителями приведены на рисунке 3.16 – результаты полностью идентичны и соответствуют уровню джиттера опорной частоты около 0,2 пс (см. рисунки 2.8,

3.8), что близко к теоретически достижимым значениям и является достаточным для обеспечения требований, предъявляемых к ЦФАР данного класса. Значимых фазовых расхождений, вносимых ИС очистки джиттера в разнесенных подрешетках (влияющих на итоговое качество АФР цифровой антенной системы), не выявлено.

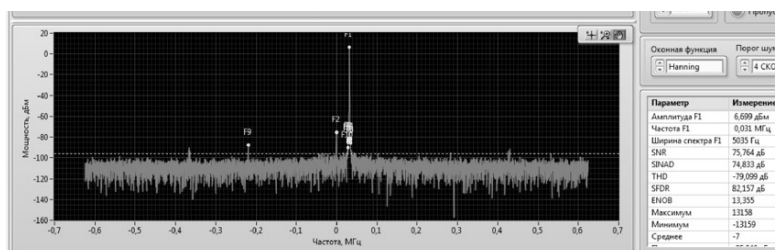


Рисунок 3.16 - Сигнал цифрового радиоприемника при автономной работе и при удаленном подключении по оптическим каналам с делителями

3.1.3.2 Кадровая синхронизация и латентность данных подсистемы синхронизации и передачи данных с оптическими каналами

Для проверки тактовой синхронизации и времени задержки данных при передаче от центрального вычислителя - ЦВУ к цифровым подрешеткам – ПВУ был собран макет ЦФАР. Схема макета приведена на рисунке 3.1.

По результатам проверки получены следующие результаты (приведены на рисунке 3.17):

- опорная частота (частота синхронизации – 100 МГц), код начала такта (НТ в коде 8b/10b) и передаваемые к ППМ данные мультиплексируются в один оптический канал;

- время на упаковку/распаковку пакетов составляет 250 нс, время от момента инициации передачи пакета до его применения в цифровых порешетках составляет 420 нс, что не превышает предполагаемое время (1 мкс), достаточное для реализации адаптивных алгоритмов пространственно-временной обработки;

- точность передачи НТ составляет не превышает одного такта ОЧ (10 нс) и составляет величину менее 2 нс.

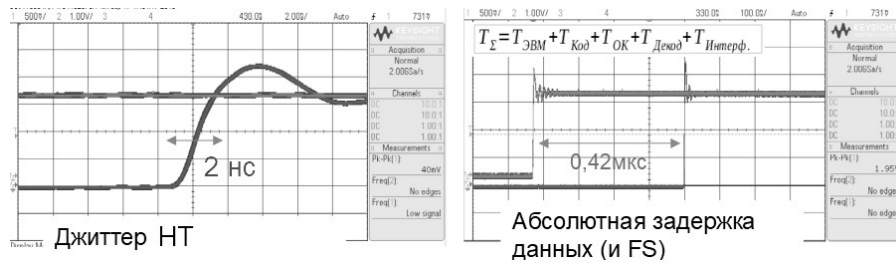


Рисунок 3.17 - Кадровая синхронизация и задержка данных модулей ЦФАР

Полученные значения точности кадровой синхронизации и абсолютной задержки передачи данных между распределенными модулями ЦФАР исполняют требования, предъявляемые к перспективным ЦФАР что позволяет реализовывать эффективные адаптивные алгоритмы пространственно-временной обработки, являющиеся главным преимуществом ЦФАР в сравнении с аналоговыми ФАР. Полученные результаты обсуждались в рамках научно-технической конференции [131].

3.2 Вычислительная система в многопозиционном режиме

3.2.1 Проверка схем ЦФАР в режиме МРЛС

Проверка режима многопозиционной радиолокационной станции (МРЛС) проводилась в условиях опытной эксплуатации бистатического радиолокатора с ЦФАР, позволяющего осуществить проверки ЦФАР в многопозиционном режиме в полном объеме схема позиции приведена на рисунке 3.18.

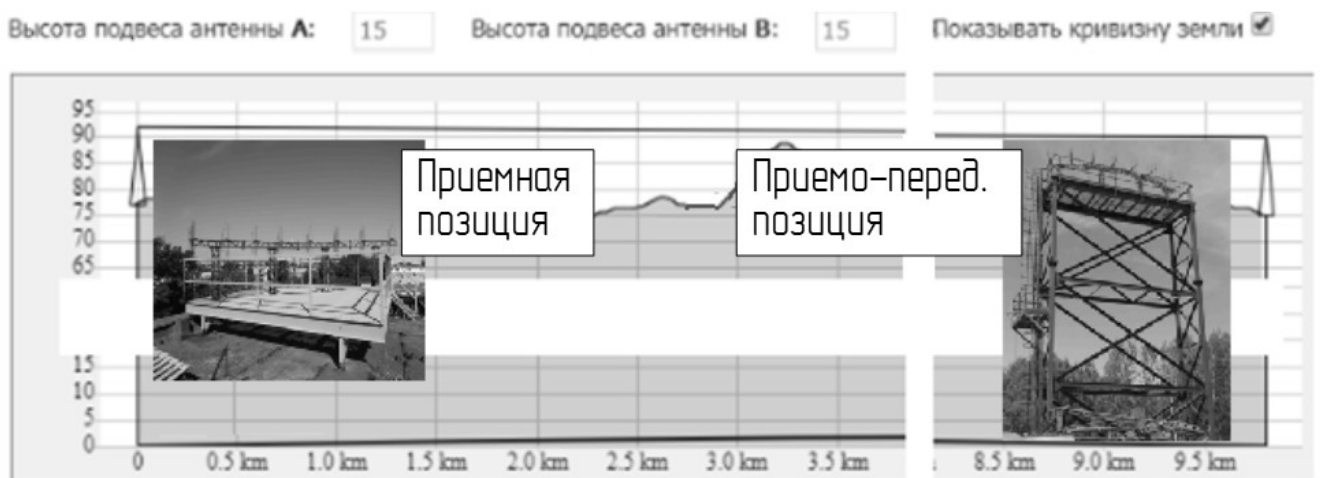


Рисунок 3.18 – Схема опытной позиции бистатического радиолокатора

3.2.2 Проверка передачи данных между разнесенными позициями

Проверка обеспечения дальности связи проводилась на опытной ЦФАР согласно схеме, приведенной на рисунке 3.15. Проверка проводилась с использованием радиомодема QPSK, полосой сигнала 1,25 МГц.

Проверки показали принципиальную возможность передачи данных, а также достаточные для МРЛС характеристики радиомодема QPSK/1,25 МГц:

- скорость передачи не менее 1 Мбит/с (с учетом потерь в канале передачи данных);
- вероятность ошибок в канале связи около 10^{-6} при ОСШ не менее 13,5 дБ.

Увеличение дальности связи при использовании радиолокационного канала за счет увеличения мощности передающего устройства по отношению к радиорелейному оборудованию РРО увеличилось с 70 до 210 км (при прямой видимости). Увеличение скорости передачи информации по отношению к используемому спутниковому каналу связи составило более 7 раз (1 Мбит/с против 128 кБит/с).

Для полного соответствия требованиям перспективных МРЛС с совмещенным каналом связи и основным радиолокационным каналом необходимо проведение следующих мероприятий: совершенствование аппаратуры для повышения порядка модуляции до QAM-16 и перехода к OFDM модуляции, улучшение характеристик ППМ для повышения ОСШ и, соответственно, дальности связи, совершенствование алгоритмов передачи данных с целью уменьшения процента избыточных кодов в пакетах.

Полученные результаты обсуждались в рамках научно-технических конференций [131, 103], опубликованы в источнике, входящем в перечень ВАК [111].

3.2.3 Проверка синхронизации разнесенных позиций

Проверка синхронизатора многопозиционной системы наблюдения (МПСН) проводилась по эфирным сигналам СРНС GPS/ГЛОНАСС на стенде, обеспечивающем условия, приближенные к условиям эксплуатации. Антенны

приемников GPS, размещенных в модулях ЦОС располагались на расстоянии нескольких десятков метров относительно друг-друга. Схема проверки синхронизации МПСН приведена на рисунке 3.19.

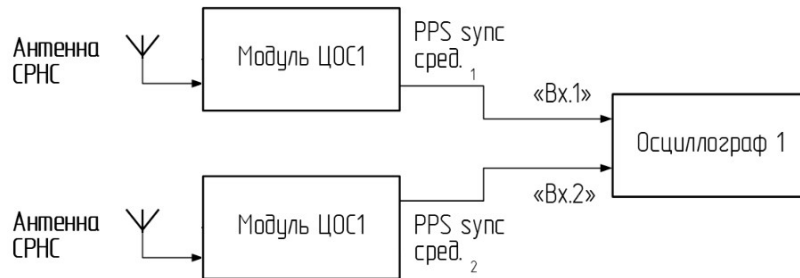


Рисунок 3.19 – Схема проверки синхронизации МПСН

СКО расхождения внутренних часов двух устройств синхронизации представлено на рисунке 3.20 и составляет менее 3 нс (менее 1 м в пересчете на дальность), что на порядок лучше результата синхронизации по сигналам приемников СРНС непосредственно без использования предложенной схемы синхронизации. Результаты оценки дальности позволяют получать высокоточные измерения координат МПСН с активным ответом без использования кабельных каналов синхронизации и дополнительных локальных синхронизирующих радиопередатчиков, что существенно упрощает конструкцию, кратно снижает стоимость технического решения.



Рисунок 3.20 – СКО секундной метки двух автономных позиций МРЛС

Для пассивного пеленгатора достигнутые точности синхронизации позволят использовать разностно-дальномерный метод, что в 4 раза снижает количество каналов аппаратуры ЦФАР, используемой при пеленгации классическим фазовым методом.

В разделе 2.2.2 показано, что на итоговую точность измерения дальности до объектов кроме погрешности внутренних часов равно влияет и погрешность определения прихода радиоимпульса измеряемой цели. Результаты проверки с учетом двух типов погрешности, полученные в ходе проверки МПСН с использованием вещательных пакетов системы АЗН-В от реальных воздушных судов, проходящих в зоне расположения макетов приемников МПСН, приведены на рисунке 3.21.



Рисунок 3.21 – СКО с учетом двух типов погрешности

Суммарное СКО составило менее 10 нс (менее 3 м в пересчете на дальность), что говорит о достаточной точности определения времени прихода радиоимпульса измеряемой цели для достижения необходимой итоговой точности (до 7 м по требованиям современных авиационных стандартов). При этом, использование корреляционных методов для определения времени прихода радиоимпульса, улучшение алгоритмов усреднения меток хода внутренних часов могут улучшить данные результаты на порядок.

Для многопозиционного доплеровского радиолокатора для правильной оценки скоростей обнаруживаемых целей кроме абсолютной временной привязки важна когерентность тактовых генераторов разнесенных позиций. Предложенная схема синхронизатора позволяет формировать на разнесенных позициях

когерентные гетеродины с точностью до погрешности за счет использования схемы формирования синфазных меток внутренних часов и частоты тактового генератора. Автономно функционирующие разнесенные передающая и приемопередающая позиции МРЛС частотного диапазона ОВЧ были разнесены на расстояние около 15000 м. Передающей станцией излучался периодический импульсный ЛЧМ сигнал с постоянной фазой, на приёмной стороне анализировался дрейф фазы принимаемого радиосигнала с течением времени, что принималось за меру когерентности тактовых генераторов разнесенных позиций. Результаты измерений, выполненные с помощью записей на технологическом ПО отсчетов квадратур АЦП аппаратуры ЦФАР, приведены на рисунке 3.22.

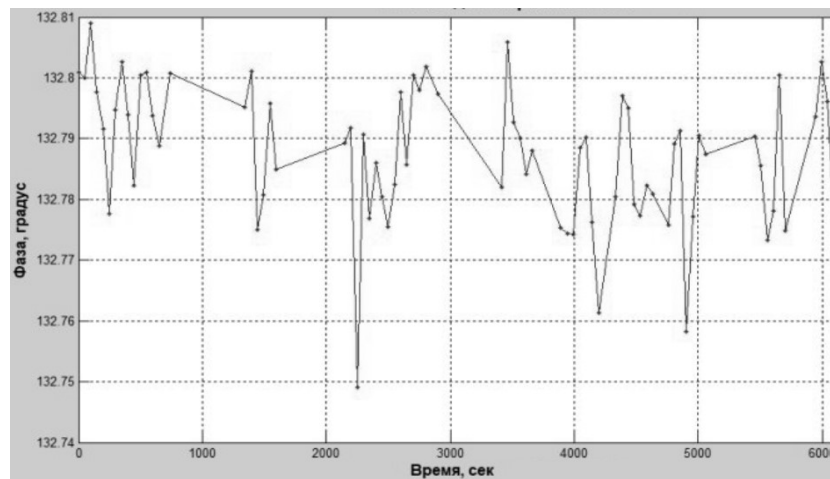


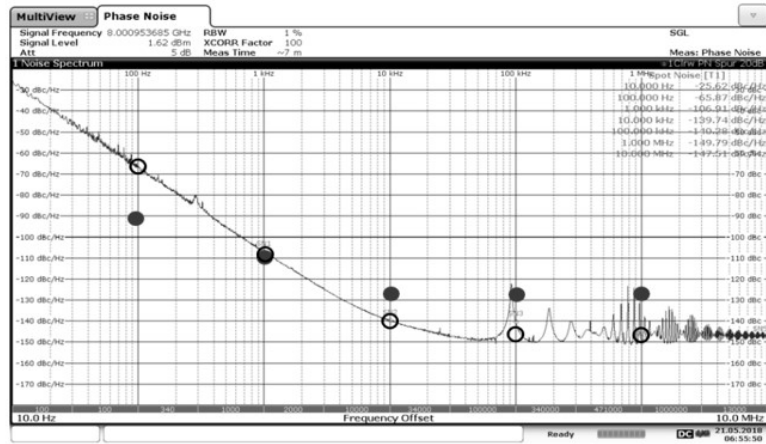
Рисунок 3.22 – Расхождение фаз приемной и передающей позиций

По результатам эксперимента дрейф фазы за период накопления 0,1...0,2 с радиосигнала частотой 100 МГц не превышает $0,01^\circ$ (СКО), что находится ниже уровня погрешностей вычисления параметров целей и не влияет на итоговую ошибку оценки скорости доплеровской МРЛС диапазона ОВЧ.

3.3 Возможности применения перспективных технологий

3.3.1 Проверки радиофотонных трактов

Изготовленный макет оптоэлектронного генератора частоты и его характеристики в сравнении с электронным прототипом (фазовые шумы, выигрыш в ОСШ после ЦОС) приведены на рисунке 3.23.



- Характеристика электронного генератора частоты
 - Характеристика опто-электронного генератора частоты
- Несущая частота — 8 ГГц

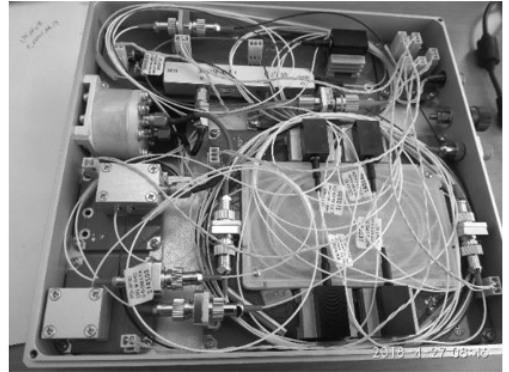
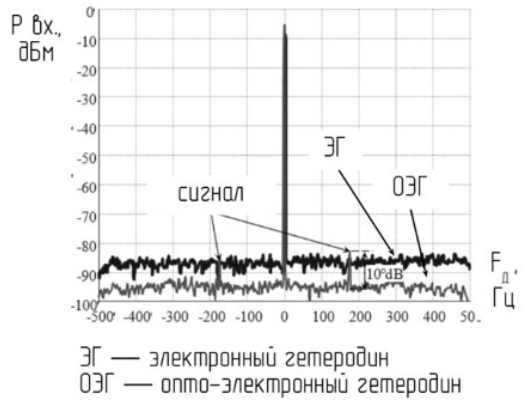


Рисунок 3.23 - Оптоэлектронный генератор и его характеристики

Результат цифровой обработки сигнала при подключении к аппаратуре штатного электронного и оптоэлектронного гетеродинов приведен в таблице 3.1

Таблица 3.1

Режим работы аппаратуры		Режим 1	Режим 2	Режим 3
Уровень шумов	$P_{\text{собств.}}$, дБм	-97,5	-97,5	-97,5
	$P_{\text{ГМ}}$, дБм	-95	-87	-81
	$P_{\text{ОЭГ}}$, дБм	-96,5	-96	-95
Выигрыш в цифровой обработке	$P_{\text{ГМ}} - P_{\text{ОЭГ}}$, дБ	1,5	9	14

Для экспериментального исследования характеристик радиофотонного тракта – аналоговой волоконно-оптической линии передачи (АВОЛП) – был использован макет с внешней модуляцией сигнала, выполненный по схеме, приведенной на рисунке 3.24. Исследовалось влияние уровня мощности оптического излучения на коэффициент передачи АВОЛП.

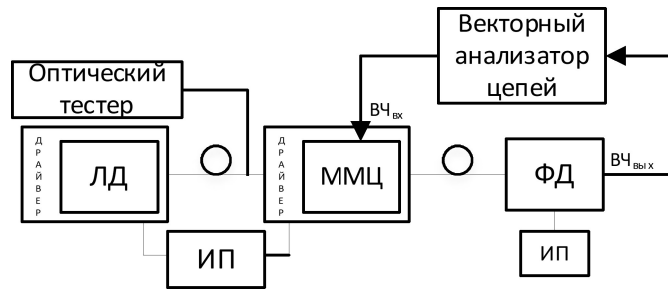
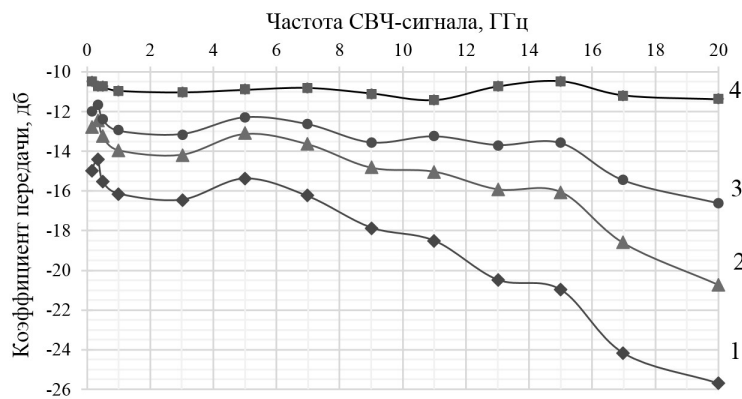


Рисунок 3.24 - Схема измерения коэффициента передачи АВОЛП.

Значения КП АВОЛП приведены на рисунке 3.25



$P_{\text{опт}} = 10$ мВт, 1 – $P_{\text{вч2}} = 10$ дБ; 2 – $P_{\text{вч2}} = 14$ дБ; 3 – $P_{\text{вч2}} = 16$ дБ; 4 – $P_{\text{вч2}} = 20$ дБ.

Рисунок 3.25 - Коэффициент передачи АВОЛП с использованием ВЧ-усилителя при различных уровнях СВЧ-сигнала на входе модулятора.

Для определения предельного значения фазового шума в качестве источника СВЧ-сигнала использовался оптоэлектронный генератор (ОЭГ) с предельно низкими фазовыми шумами (-140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от частоты генерации 10 ГГц). Схема измерения фазовых шумов АВОЛП с использованием ОЭГ в качестве генератора входного СВЧ-сигнала приведена на рисунке 3.26.

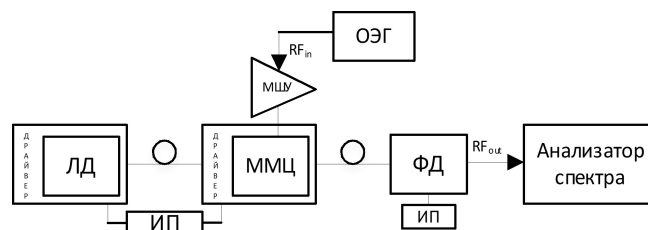


Рисунок 3.26 - Схема измерения фазовых шумов АВОЛП с использованием ОЭГ в качестве генератора входного СВЧ-сигнала.

В результате измерений был определен уровень фазовых шумов АВОЛП на уровне -137 дБн/Гц на отстройке 10 кГц, что показано на рисунке 3.27.

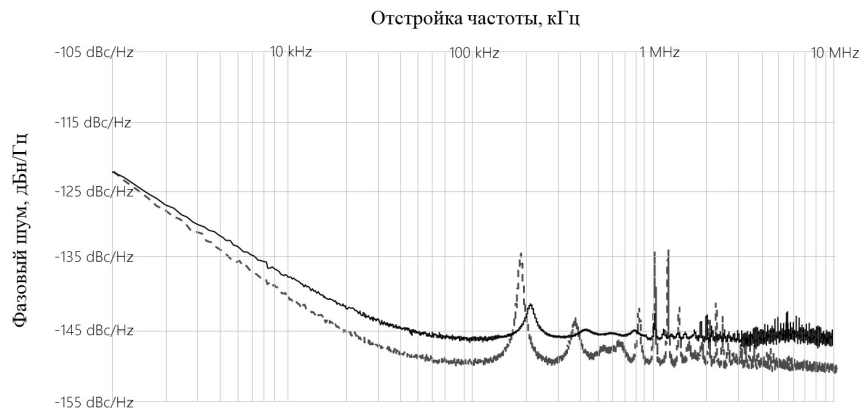


Рисунок 3.27 - Фазовые шумы АВОЛП при использовании оптоэлектронного генератора в качестве источника СВЧ-сигнала ($F = 10$ ГГц)

КШ АВОЛП приведен на рисунке 3.28 находится на уровне 36 дБ, что является чрезмерно высоким значением для радиотрактов.

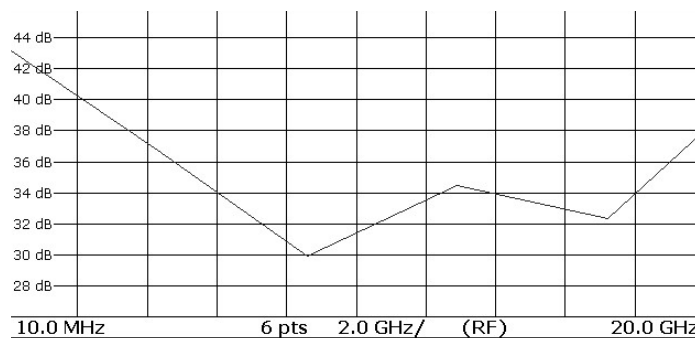


Рисунок 3.28 - Коэффициент шума АВОЛП

Проведенные эксперименты по определению параметров радиотонных трактов позволили:

- определить основные параметры радиотрактов с радиотонными элементами;
- подтвердить предположения, что характеристики радиотонных трактов при текущем развитии технологии существенно хуже аналогичных характеристик СВЧ-радиотрактов.

С учетом изложенного возможно сделать вывод, что радиотонные тракты имеют ряд обозначенных в предыдущих разделах преимуществ, при этом коэффициент шума и фазовые шумы при текущем развитии технологий

оказываются существенно хуже аналогичных характеристик СВЧ-радиотрактов. Следовательно, в реальных системах могут быть использованы только в отдельных специфических приложениях, и, преимущественно, совместно с СВЧ элементами для компенсации означенных недостатков.

Проверка оптоэлектронного генератора частоты в качестве гетеродина приемного устройства доплеровской РЛС с непрерывным излучением показала выигрыш на выходе ЦОС порядка 10 дБ, что является принципиально значимым результатом при пересчете в эквивалент энергетического потенциала. Исследование преимуществ оптоэлектронного гетеродина в различных типах радиотехнических систем следует продолжить для набора статистики и формулирования определенных выводов.

3.3.2 Применение радиотрактов интегрального исполнения

Выше были определены преимущества радиотрактов интегрального исполнения для многоканальных антенных решеток. В целях оценки предполагаемых преимуществ для создания унифицированной цифровой подрешетки L-, S-, C-диапазонов длин волн проведен анализ требований к типовому радиотракту ВС ЦФАР. Предварительно по критериям качества стоимость была выбрана технология изготовления СНК – SiGe 0,125 мкм предприятия ИНР (Германия). Указанная технология позволяет проектировать как аналоговые и цифровые компоненты в одном кристалле (что необходимо для многофункциональных элементов, каким является СНК), стоимость SiGe технологии – на порядок ниже аналогичных (в первую очередь, GaAs), фабрика позволяет осуществлять запуски малой площади (экономия средств). Основным недостатком выбранной технологии, который при применении СНК необходимо компенсировать, является высокий коэффициент шума получаемых устройств (от 4,5 дБ для МШУ).

Реализация полосно-пропускающих фильтров на монолитной интегральной схеме (МИС) оказалось невозможной по ряду причин:

- нет возможности реализовать большинство номиналов элементов;

- нет возможности подстройки элементов после изготовления;
- для различных устройств необходим разный фильтр, что не позволит создать универсальную систему;
- элементы фильтров занимают значительную площадь на кристалле (увеличение стоимости).

Разработанную МИС СНК можно назвать универсальной, так как включая в тракт в различной последовательности и добавляя внешние компоненты можно составить значительное количество различных схем приемных и передающих устройств как с одним, так и с несколькими преобразованиями. При использовании данных микросхем в многоканальных ЦФАР для увеличения развязки между каналами и выигрышу по масса-габаритным показателям в МИС СНК интегрирован усилитель сигнала гетеродина.

Практическая реализация СНК рассмотрена в [126].

Топология СНК и устройство проверки РЧ-тракта ЦФАР на базе СНК приведены на рисунке 3.29.

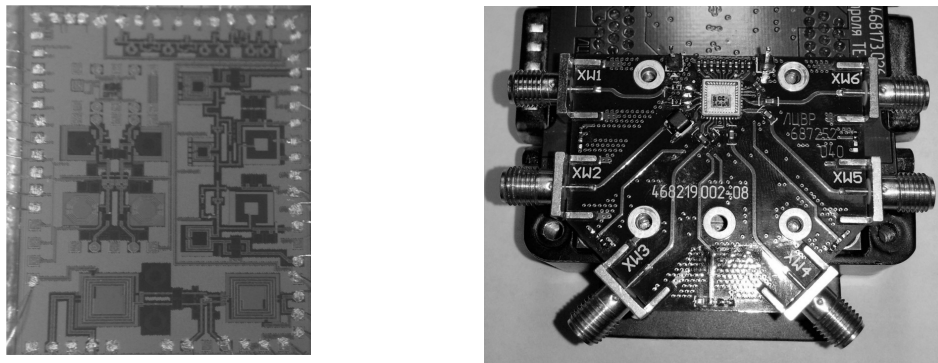


Рисунок 3.29 - Топология СНК и макет РЧ-тракта ЦФАР на базе СНК

Пример ЦППМ с радиотрактами на базе СНК и цифровыми оптическими каналами приведен на рисунке 3.30.

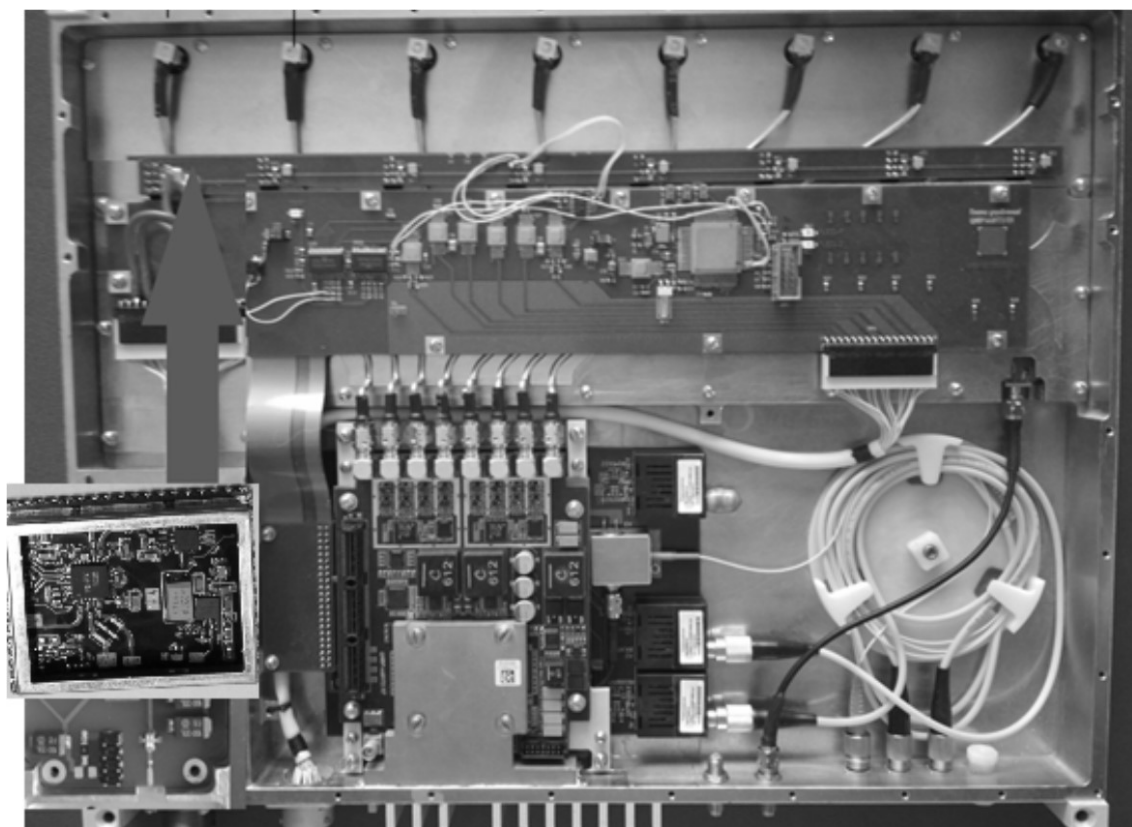


Рисунок 3.30 - ЦППМ с радиотрактами на базе СНК

Исследование показало возможность построения высокоинтегрированных ЦППМ на базе технологий МИС СНК и подтвердило существенные улучшения параметров качества ЦФАР в части технологичности, массогабаритных показателей, унификации. Сложность, относительно высокая стоимость и длительный срок технологического процесса разработки и изготовления МИС СНК предписывают необходимость тщательной системной проработки проектов с целью запуска в разработку и производство изделий, актуальность которых не спадет в течение как минимум 10-летнего горизонта планирования.

3.3.3 Реализация программно-определяемой радиосистемы

Платформа ЦФАР в концепции программно-определяемой радиосистемы (ПОР) – или в английской терминологии - Software Defined Radio (SDR) – была построена в соответствии с правилами разработки ПО, состав компонентов был определен в соответствии с особенностями проектирования встраиваемого ПО для аппаратных платформ [131]. Состав ПО ПОР ЦФАР приведен в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Состав ПО ПОР ЦФАР

Наименование	Статус	Назначение
Системное ПО		
Системное – Base Support Package (BSP)	Обязательное (встраиваемое)	Обеспечивает работу аппаратных компонентов ПОР (драйверы ПЛСИ-ЦСП моста PCIe и т.п).
	Опциональное (внешнее)	Обеспечивает сопряжение компонентов ПОР с внешними устройствами (драйвер ПЭВМ интерфейса USB 3.0 под ОС Linux и т.п.)
Прикладное ПО		
Прикладное заказное – Custom IP Package	Опциональное (встраиваемое)	Реализует базовые функции платформы ПОР (DDC – цифровой перенос вниз, DUC-цифровой перенос вверх, DBF-лучеобразование и т.п.)
Прикладное пользовательское – User IP Package	Реализуется пользователем или по заказу (встраиваемое, внешнее)	Реализует пользовательские функции платформы SDR (подавление помех, предварительную и первичную обработку, передачу данных – радиомодем и др.)
Инструментальное ПО (дистрибутив для установки на технологическую ЭВМ пользователя)		
Конфигуратор платформы (SDK)	Опционально (внешнее)	Конфигурирование функциональных блоков (ip-core) при их создании (аналог – CoreGen Xilinx)
Визуализатор платформы	Обязательно (внешнее)	Конфигурирование функциональных блоков (ip-core) при их работе и визуализация работы узлов и системы ПОР в целом

Вид экрана ПО «Визуализатор платформы» приведен на рисунке 3.31.

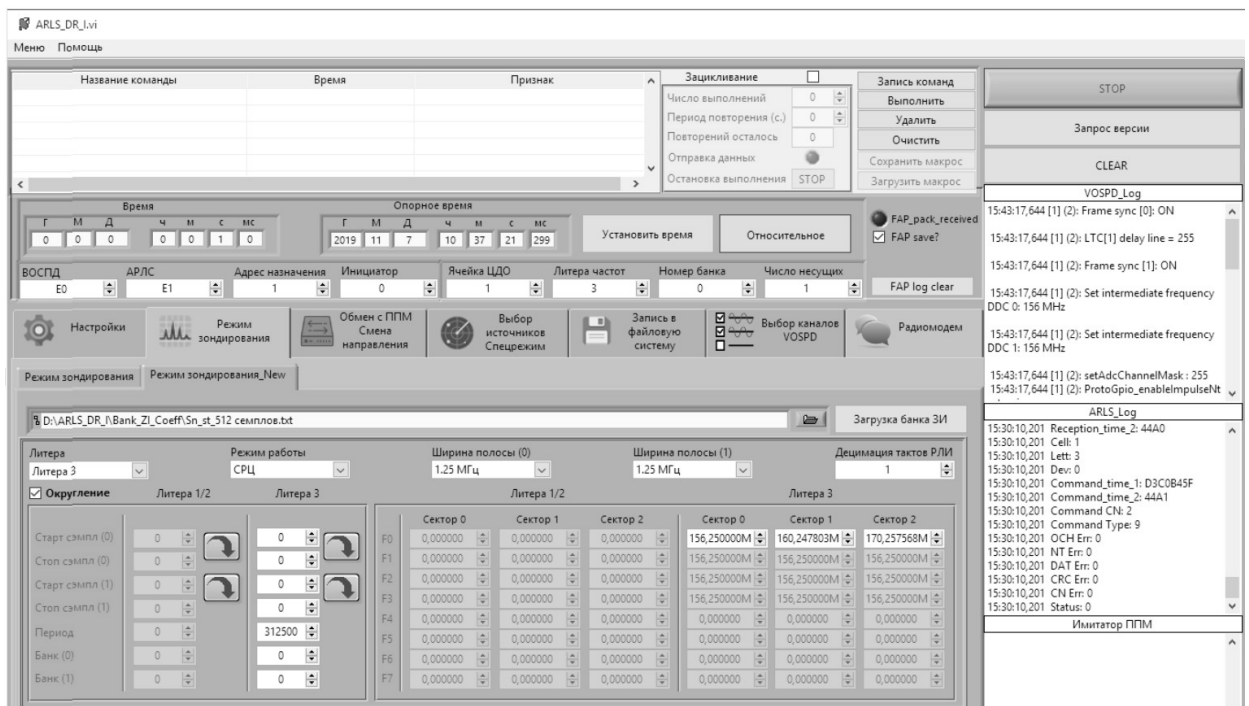


Рисунок 3.31 – Вид экрана ПО «Визуализатор платформы»

Полученные результаты изложены в пояснительной записке к НИР «Кристалл» [132], элементы оценки характеристик ЦФАР использовались при разработке специализированного ПО [133].

Апробация ПОР на стенде ВС ЦФАР подтвердила предположения данной концепции в части преимуществ перед традиционными решениями, в том числе:

- возможность реализации различных по характеристикам и принципам систем на единой платформе (в частности – были реализованы радиолокационные, связные системы);

- возможность использования современных высокопроизводительных алгоритмов ЦОС пространственно-временной обработки (в частности – были опробованы методы формирования адаптивной ДН с формированием нулей в направлении активных помех);

- возможность изменения (улучшения) характеристик системы путем выпуска новых версий ПО и обновления по каналам связи без внесения изменений в конструкцию (безусловное повышение технологичности в производстве и эксплуатации – за время выполнения работы выпущена третья версия ПОР с кардинально улучшенными характеристиками в части функционала, стабильности работы);

- снижение стоимости за счет унификации аппаратных платформ.

Реализованы типовые платформы ПОР на отечественной и зарубежной ЭКБ, определены дальнейшие пути развития направления:

- освоения мультипроцессорных СНК зарубежного производства, в том числе - с интегрированными РЧ-модулями;

- рассмотрение возможности создания СВК на базе преимущественно отечественных технологий, базирующихся на мультипроцессорных СНК и РЧ СНК.

3.4 Выводы по достигнутым научным результатам

Материалы главы 2 являются теоретическими выкладками, выполненными с целью решения поставленных в работе задач. Материалы главы 3, являются доказательной базой теоретических представлений, изложенных в главе 2.

Достоверность и убедительность доказательств определяется чистотой выполненных экспериментов и полной сходимостью теоретических и расчетных положений с практикой.

1. Определенные и представленные характеристики предложенной схемы ЦФАР, состоящей из необходимого количества цифровых подрешеток (цифровых ППМ) с цифровыми приемниками и формирователями радиосигналов, объединенных цифровыми оптическими линиями синхронизации и передачи данных являются доказательной базой для первого положения:

- метод передачи сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальных ЦФАР на базе цифровых оптических каналов с кодированием 8b/10b на ПЛИС обеспечивает скорость передачи в пять раз большую (до 8 Гбит/с, не менее 10 м длина каналов) в сравнении с линиями LVDS (до 1,6 Гбит/с, до 2 м) при абсолютной задержке передачи информации от устройства управления до цифровой подрешетки не более 0,5 мкс и джиттере кадровых синхроимпульсов в цифровых подрешетках не более 2 нс, что в 4-5 раз меньше соответствующих показателей известных технических решений.

Тезис в отношении научной новизны может быть сформулирован следующим образом:

- реализована с новым качеством относительно ранее известных решений схема устройства синхронизации и передачи данных ЦОС ЦФАР на базе цифровых оптических линий, позволяющая обрабатывать существенно большее количество цифровых приемных и передающих каналов, распределенных по полотну антенной решетки на значительно большие расстояния.

2. Определенные и представленные характеристики предложенного метода синхронизации позиций МРЛС являются доказательной базой для второго положения:

- метод синхронизации позиций МРЛС с использованием устройства прямого цифрового синтеза с накоплением на базе высокостабильного опорного генератора позволяет в 10-25 раз улучшить точность синхронизации системы единого времени (до 3 нс, СКО) в сравнении с точностью стандартных

приемников СРНС, обеспечить синхронность фаз радиосигналов с частотой 100 МГц на разнесенных позициях с погрешностью не хуже $0,01^\circ$ (СКО), что достаточно для обеспечения когерентного радиоприема в кооперативном режиме.

Тезис в отношении научной новизны может быть сформулирован следующим образом:

- усовершенствованы относительно ранее известных методы синхронизации и передачи данных МРЛС, позволяющие увеличить дальность связи между сегментами и снять ограничение по наличию коммуникационной инфраструктуры в местах размещения при снижении стоимости поля наблюдения.

3. Определенные и представленные характеристики предложенного метода совмещения каналов радиолокации и связи являются доказательной базой для третьего положения:

- метод совмещения каналов радиолокации и передачи данных в МРЛС с ЦФАР позволяет обеспечить независимость системы от наличия коммуникационной инфраструктуры в местах размещения в отличие от методов с использованием спутниковых или кабельных каналов связи, исключить необходимость выделения дополнительного частотного ресурса и увеличить дальность передачи данных не менее чем в три раза (не менее 210 км на скорости не менее 1 Мбит/с в метровом диапазоне волн в условиях прямой видимости) в сравнении с использованием радиорелейной линии.

Тезис в отношении научной новизны может быть сформулирован следующим образом:

- известный метод радиолокации усовершенствован путем дополнения радиолокационных режимов режимом передачи данных, что позволило реализовать резервный канал передачи данных, имеющий ряд преимуществ в сравнении с радиорелейной линией и спутниковым каналом связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате работы проведены исследования, разработана и внедрена в серийное производство вычислительная система для многопозиционных станций с цифровыми фазированными антенными решетками с совмещенным каналом радиолокации и связи.

Основные результаты

С целью исключения заведомо проигрышных технических решений при проектировании ЦФАР показана целесообразность выбора оптимальных по заданным критериям качества конструкций ЦФАР из ряда возможных на этапе начала работ – технического проектирования. Для обоснования выбора оптимального конструктивного решения ЦФАР предложена и доказана возможность использования методики синтеза оптимальной ЦФАР на основе метода экспертных оценок. Показано, что для получения конструкции ЦФАР, возможно полно удовлетворяющей предъявляемым требованиям, этапу разработки должен предшествовать выбор оптимальной конструкции. В условиях существенной неопределенности, сложной взаимозависимости факторов качества ЦФАР для выбора оптимальной конструкции возможно применение метода экспертных оценок по предложенной методике, позволяющей получить результаты оценок в условиях ограниченных временных и финансовых ресурсов.

С целью формирования комплексного взгляда на типовую конструкцию ЦФАР определены базовые подходы к конструированию ЦФАР, приближающие конструкцию цифровой антенной системы к оптимальной по заданным критериям. Определены достоинства и недостатки типовых конструкций, сформулированы базовые принципы оптимальной конструкции ЦФАР. Показано, что безусловно решающим фактором качества ЦФАР является качество амплитудно-фазового распределения, которое должно быть возможно более точно сформированным, а также детерминированным в коротких и (желательно для упрощения процедуры калибровки) длительных временных интервалах во всех условиях эксплуатации. При условии правильного проектирования подсистемы

ЦОС, подсистемы синхронизации и передачи данных, основными факторами снижения надежности и точности формирования амплитудно-фазового распределения являются аналоговые элементы, протяженные РЧ-тракты и переходы. Оптимальная конструкция ЦФАР с выбранными параметрами качества предполагает перевод сигнала в цифровой вид возможно ближе к излучателям путем применения соответствующих схем и конструкций.

С целью понимания физических процессов, происходящих в вычислительных системах ЦФАР, для безошибочной диагностики отказов и получения возможности улучшения отдельных неудовлетворительных характеристик исследованы причинно-следственные связи и степени влияния технических параметров и физических процессов подсистемы синхронизации и передачи данных на качество цифровых сигналов в ЦФАР, определены пути построения подсистемы синхронизации и передачи данных ЦФАР, сформулированы принципы синтеза функциональной схемы ЦОС в разрезе узлов цифровой антенной системы для обеспечения возможности управления режимами работы, достижения необходимой точности амплитудно-фазового распределения, реализации цифрового диаграммообразования (в том числе — адаптивного). С учетом вектора развития радиотехнических систем с ЦФАР в направлении многопозиционных систем, синтезированы структурная и функциональная схемы ЦФАР с распределённым устройством ЦОС и возможностью работы в многопозиционном режиме.

С целью обеспечения заданных характеристик РЛС при работе в режиме МРЛС в условиях отсутствия коммуникационной инфраструктуры исследованы принципы синхронизации и передачи данных между территориально распределёнными сегментами многопозиционных систем по беспроводным каналам. Улучшен метод синхронизации разнесенных позиций многопозиционных систем наблюдения. Уменьшение СКО ошибки синхронизации позволило получать высокоточные измерения координат многопозиционных систем без использования кабельных каналов синхронизации и дополнительных локальных синхронизирующих радиопередатчиков между

позициями, что существенно упрощает конструкцию, кратно снижает стоимость технического решения. Достигнутая синфазность гетеродинов обеспечила возможность кооперативного приема в бистатических и мультистатических системах. Разработана концепция и доказана возможность и эффективность совмещения функций радиолокационного канала для целей обзора пространства (режим РЛС) и обмена информацией (режим связи) как между сегментами РЛС при работе в составе многопозиционной системы, так и для передачи информации между станциями и автоматизированными системами управления. Обеспечена устойчивость канала связи между сегментами многопозиционного комплекса к электромагнитным помехам, достигнута независимость от коммуникационной инфраструктуры в районе размещения МРЛС, улучшены дальности и скорости передачи данных в сравнении с использованием традиционных систем связи. В условиях отсутствия потерь качества радиолокационного обзора реализация совмещенного радиоканала позволила добиться значительной экономии и улучшения характеристик поля радиолокационного наблюдения за счет существенно большего разнесения сегментов МРЛС, эффективного использования частотного ресурса. Дополнительно сформулированы требования к ППМ РЛС ЦФАР, обязательные к реализации для обеспечения возможности работы в режиме передачи данных, что обусловлено существенными отличиями методологии проектирования мощных радиолокационных ППМ от связных аналогов.

С целью анализа перспектив развития технологий ЦФАР соответственно техническому прогрессу выполнен анализ возможности улучшения характеристик за счет использования перспективных технологий в области микроэлектроники и радиофотоники, использования многофункциональных систем-на-кристалле, программно-определяемых радиосистем. Сформулированы тенденции перспективного развития ЦФАР с увязкой к ним исследуемой технологии.

Практическая значимость результатов работы заключается в сформированном по результатам работы системном взгляде на проблематику проектирования полностью цифровых антенных систем, что позволило:

- обеспечить возможность создания технологии унифицированной ЦФАР для антенных систем с цифровыми фазированными антенными решетками и успешно завершить ряд тематических НИР и ОКР в интересах коммерческих и государственных заказчиков с последующей постановкой компонентов вычислительных систем ЦФАР на серийное производство;

- сформировать комплексный подход к проектированию при выполнении других работ по сходной тематике, что позволяет минимизировать ошибки и просчеты в процессе проектирования, соответственно — сократить ресурсы на выполнение разработки, повысить вероятность получения положительного результата работ по их завершении.

Особенно важным представляется раскрытие актуальных и малоисследованных вопросов практической реализации антенных систем с ЦФАР, среди которых: оптимальные конструкции, схемы синхронизации и передачи данных распределенных и территориально удаленных модулей ЦОС, алгоритмы ЦОС, преимущества и недостатки использования микроэлектронных и радиофотонных технологий, совместная реализация режимов синхронного обзора и передачи данных в многопозиционных комплексах.

Вследствие высокой сложности технических задач, а также существенного объема работ, малоизученными остались вопросы возможности широкого практического использования и внедрения в серийные изделия с учетом потенциальных преимуществ достижений микроэлектроники и радиофотоники. использования блочно-алгоритмических языков проектирования программно-определяемых радиосистем. Также важной видится необходимость проведения углублённых исследований по построению унифицированных систем локации-навигации-связи с ориентацией на перспективный сектор гражданского направления с учетом мировых трендов. Например, на базе сети наземных малогабаритных станций дополнительно возможна реализация функций

обеспечения локального навигационного поля в целях повышения точности навигации и защиты от воздействия пассивных и активных помех, функции передачи данных в труднодоступных районах посредством беспроводного широкополосного доступа, функций обнаружения, идентификации и сопровождения в целях управления движением низколетящих объектов (в том числе - в системе опознавания с активным ответом) и обнаружения целей по принципу многопозиционной локации в поле широкополосного беспроводного доступа с ортогональными сигналами.

Результаты работы использовались при выполнении ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в ПАО «НПО «Алмаз» (г.Москва). Результаты исследований применены в опытно-конструкторской разработке круговой цифровой фазированной антенной решетки радиолокатора с электронным сканированием луча по азимуту в зоне 360° , в научно-исследовательской работе по созданию перспективных многопозиционных радиолокационных станций на основе цифрового радио (SDR) с функциями обзора пространства и передачи данных по радиоканалу, опытно-конструкторской работе по созданию многофункциональной многопозиционной системы управления воздушным движением, научно-исследовательской работе по созданию унифицированных широкополосных приемо-передающих модулей с цифровой обработкой сигналов на базе систем-на-кристалле высокой степени интеграции, инициативной работе по рассмотрению вариантов применения технологий ЦФАР с оптическими каналами в РЛС с многоканальной АФАР X-диапазона. Акты внедрения оформлены установленным порядком.

В целом, задачи исследований решены в полном объеме, работа имеет практическую ценность и повышает уровень научных знаний в предметной области, результаты опубликованы в рецензируемых изданиях и доложены на профильных конференциях.

Автор выражает благодарность за помощь в работе научному руководителю, коллегам по работе.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- A – амплитуда сигнала;
- φ – фаза сигнала;
- λ – длина волны;
- d – (шаг решетки) расстояние между соседними каналами антенной решетки;
- l – линейные размеры устройства формирования и обработки сигналов;
- n – количество каналов антенной решетки;
- АРЛС – адаптивная радиолокационная станция
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- ВРЛ – вторичная радиолокационная система
- ВС – вычислительная система
- ДН – диаграмма направленности антенны
- ЛВС – локальная вычислительная сеть
- МИС – монолитная интегральная схема
- ММ — математическая модель
- МПСН – многопозиционная система наблюдения
- МРЛС – многопозиционная радиолокационная станция
- ОГ – опорный гетеродин (гетеродина приемника с переносом частоты)
- ОСШ – отношение сигнал-шум
- ОЧ – опорная частота (частота синхронизации цифровых узлов)
- ПВУ – переферийное вычислительное устройство
- НТ – начало такта (сигнал синхронизации начала дистанции РЛС)
- ППМ – приемо-передающий модуль
- ПЧ – промежуточная частота
- РЛС – радиолокационная система
- РТР – радиотехническая разведка
- РЭБ – радиоэлектронная борьба
- СБИС – сверхбольшая интегральная схема

СЕВ — система единого времени

СПД — система передачи данных

СРНС — спутниковая радионавигационная система

УФОС — устройство формирования и обработки сигналов

ФЭ – функциональный элемент

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ЦАФАР – цифровая активная фазированная антенная решетка

ЦВУ – центральное вычислительное устройство

ЦОС – цифровая обработка сигналов

ЦПН – цифровой преобразователь вниз (DDC)

ЦПВ – цифровой преобразователь вверх (DUC)

ЭВМ – электронная вычислительная машина

ЭКБ – электронная компонентная база

СПИСОК ТЕРМИНОВ

Active Electronically Scanned Array (AESA), Active Phased Array Radar (APAR) – активная антенная решетка с электронным сканированием, активная фазированная антенная решетка;

Cyclic redundancy check (CRC) – избыточный контрольный код;

Cognitive Radio System (CRS) – система когнитивного радио

Digital Beamforming (DBF)

Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) – плотное мультиплексирование с разделением по длине волны.

Fiber Distributed Data Interface (FDDI) — волоконно-оптический распределенный интерфейс передачи данных;

Hardware (HW) – аппаратное обеспечение;

Low Noise Amplifier (LNA) – малошумящий усилитель (МШУ);

Power Amplifier (PA) – усилитель мощности (УМ);

Radio Frequency (RF) – радиочастота (РЧ);

System-on-Chip (SOC) – система-на-кристалле (СНК);

Software (SW) – программное обеспечение (ПО);

Software Defined Radio (SDR) – программно-определяемая радиосистема (ПОР);

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арутюнян А. А., Прототипирование модели РЛС в MATLAB // XVII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь – перспективные технологии» (Москва, 5 декабря 2019 г.) Материалы конференции – М.: Мир науки, 2019. С.6-9.
2. Гостюхин В. Л. Активные фазированные антенные решетки / В. Л. Гостюхин. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
3. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
4. Добычина Е.М., Цифровые антенные решетки радиоэлектронных бортовых систем: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.07 / Добычина Елена Михайловна – М., 2018. – 294 с.
5. Милентьева О. Н., Анализ влияния дестабилизирующих факторов на эффективность диаграммообразования в цифровой антенной решетке: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.04 / Милентьева Ольга Николаевна. – М., 2006. – 20 с.
6. Топичев С. А. Разработка в ПАО «Радиофизика» РЛС с цифровыми АФАР. Радиолокация и связь – перспективные технологии. Декабрь, 2015, С. 7-13.
7. Rama Chellappa. Academic Press Library in Signal Processing, Volume 7. Array, Radar and Communications Engineering. Academic Press: 2018 – 626 p
8. Малахов Р. Ю., Модуль бортовой цифровой антенной решетки: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Малахов Роман Юрьевич. – М., 2015. – 25 с.
9. Парфенов В.И. Способы обработки сигналов в ЦАР / В.И. Парфенов // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции. Том 2. – Воронеж, 2019 — С. 74-85.
10. Воскресенский, Д. И. Активные фазированные антенные решетки: коллективная монография / Д. И. Воскресенский. – М. : Радиотехника, 2004. – 488 с.

11. В.В. Задорожный, А.Ю. Ларин, А.С. Трекин. Построение распределительной системы многоэлементных АФАР на основе аналоговых волоконно-оптических линий связи // Антенны и техника СВЧ. – 2014. – №8. – С. 106 – 109.
12. Ю.А. Матвеева, А.И. Тарасенко, Ю.Б. Гурфинкель. Волоконно-оптическая система передачи данных с многоканальным вращающимся переходом // Антенны. – 2016. – №9. – С. 108 – 114.
13. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
14. Зайцев Д.В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки информации в условиях помех / Д.В. Зайцев // Вестник Нижегородского Университета. Радиофизика. — 2012. — №3. — С. 60-64.
15. Крючков, И.В. Синхронизация подвижных модулей распределенных радиолокационных комплексов / И. В. Крючков, А.А. Филатов // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2012. – С. 45.
16. Колмогоров О.В. Синхронизация шкал времени наземных средств радионавигационных систем и шкал времени пространственно-удаленных эталонов с использованием волоконно-оптических линий связи / В.П. Шабанов // Системы связи и радионавигации: сб. тезисов. – Красноярск, АО НПП «Радиосвязь», 2018 — 272 с. — С. 116-122.
17. Митяшев, М. Б. К реализации технологий радиофотоники в АФАР радиолокационных комплексов / М. Б. Митяшев // Вестник СибГУТИ. – 2015. – №2. – С. 178.
18. Integrated Software-Defined Radio on Zynq® -7000 All Programmable SoC Design Seminar. [Электронный ресурс] URL: http://zedboard.org/sites/default/files/ZYNQ_SDR_2014_slides_v1_0.pdf, свободный [дата обращения: 24.02.2020].
19. Lalge A. M. Software Defined Radio Principles and Platforms, International Journal of Advanced Computer Research. – Sept. 2013. Volume 3, Number 3 Issue 11.

20. Сотин Б. С. Очерки истории радиотехники. / Б. С. Сотин. – М.: Издательство академии наук СССР, 1960. – 446
21. О.Г. Вендик. Антенны с немеханическим движением луча (введение в теорию). / Вендик О.Г. – М.: Советское радио, 1965. – 360 с.
22. Robert C. Hansen. Microwave Scanning Antennas. / Robert C. Hansen. – Academic Press, 1964 - 1968. – 3 Vol.
23. Хансен Р. К. Сканирующие антенные системы: 3 т. / Р.К. Хансен – М.: Советское радио, 1966 – 1971. – 3 т.
24. Н. Амитей, В. Галиндо, Ч. Ву. Теория и анализ фазированных антенных решеток. / Амитей Н – М.: Мир, 1974. – 552 с.
25. Сазонов Д. М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход: монография – М. : Радиотехника, 2015. – 144 с.
26. Ненартович Н.Э. Из практики разработки активных фазированных антенных решеток // Электронное сетевое издание «Российский технологический журнал» («Russian technological journal»). – 2014. – №3, сентябрь 2014 вып.3, С. 173.
27. Сколник М. И. Справочник по радиолокации. / М. И. Сколник. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
28. Перунов, Ю.М. Зарубежные радиоэлектронные средства. Элементная база. / Ю. М. Перумов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев. – М. : Радиотехника, 2010. – 400 с.
29. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.
30. Белоус А. И. СВЧ-электроника в системах связи и радиолокации. Техническая энциклопедия. В 2-х книгах. Книга 1. / А. И. Белоус, М. К. Мерданов, С. В. Шведов. – М.: Техносфера, 2016. – 688 с.

31. Белоус А. И. СВЧ-электроника в системах связи и радиолокации. Техническая энциклопедия. В 2-х книгах. Книга 2. / А. И. Белоус, М. К. Мерданов, С. В. Шведов. – М.: Техносфера, 2016. – 728 с.
32. Шостак А. С. Антенны и устройства СВЧ: Учебное пособие. – Томск: Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, 2012. – 125 с.
33. Витязев, В. В. Основы многоскоростной обработки сигналов: учебное пособие / В. В. Витязев. – Рязань, Рязанский государственный радиотехнический университет, 2006. – 104 с.
34. Лузин В.И., Основы формирования, передачи и приема цифровой информации: учебное пособие / В.И. Лузин, Н.П. Никитин, В.И. Гадзиковский. - М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2014. - 316 с.
35. Воскресенский, Д. И. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы: коллективная монография / Д. И. Воскресенский. – М. : Радиотехника, 2013. – 208 с.
36. Братчиков А. Н. Активные фазированные антенные решетки. / Д. И. Воскресенский, А. И. Канащенков. – М.: – Радиотехника, 2004. – 488 с.
37. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. – М. : изд-во МАИ, 2013. – 160 с. \
38. Пономарев, Л.И. Бортовые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи. – М. : изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. – 197 с.
39. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. М. - Техносфера, 2012. – 560 с.
40. Wirth. Radar Techniques using array antennas. / Wirth Wulf-Diter. – The Institution of Electrical Engineers, 2001. – 470 p.
41. Richard Klemm. Novel Radar Techniques and Applications. Volume 1: Real Aperture Array Radar, Imaging. 2018 – 924 p.
42. William L. Melvin. Principles of Modern Radar. / James A. Scheer. – SciTech Publishing. 2014 – 797 p.

43. Werner Wiesbeck, System Concepts for the Radar of the Future. Telecom Paris, France – March 2014.
44. Xining Yu, An Implementation of Real-Time Phased Array Radar Fundamental Functions on DSP-Focused, High Performance Embedded Computing Platform. – 2016. Aerospace, Volume 3, Issue 3.
45. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М., Понькин В.А., Потапов Н.А. Пространственно-временная обработка сигналов. / И.Я. Кремер – М.: Радио и связь, 1984. – 223 с.
46. Klemm Richard. Principles of Space-Time Adaptive Processing 3rd Edition. / Richard Klemm. – The Institution of Engineering and Technology, 2006. – 664 p.
47. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communication. / Fenn Alan J. – Artech House, 2008. – 394 p.
48. Артюх А.С. Система управления лучом цифровой антенной решетки / А.С. Артюх // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции. Том 5. – Воронеж, 2019 — С. 61-73.
49. Ngoc Hung Nguyen. Signal Processing for Multistatic Radar Systems, 1st Edition. Academic Press. 2019 – 275 p.
50. Lorenzo Pavesi. Silicon Photonics III. Systems and Applications. Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 2016 – 524 p.
51. Зайцев Д.Ф., Устройства аналоговых фотонных сетей в аппаратуре АФАР: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Зайцев Дмитрий Феокистович. – Москва, 2005. – 35 с.
52. Слюсар В. Метаматериалы в антенной технике: основные принципы и результаты. / В. Слюсар // Первая миля – 2010 – №3-4 – С. 44–60.
53. Jianpeng Liu. Metamaterials Extends Microstrip Antenna. / Liu Jianpeng // Microwaves & RF – 2013, №3 - p.69-73.
54. Young-Kil Kwag, Modern Software Defined Radar (SDR) Technology and Its Trends. - Journal of Electromagnetic engineering and science, Vol. 14, No. 4, p. 321-328, December 2014.

55. Tarik Kazaz, Hardware Accelerated SDR Platform for Adaptive Air Interfaces. ETSI Workshop on Future Radio Technologies : Air Interfaces, France – January 2016.
56. Eugene Grayver. Implementing Software Defined Radio. Springer Science+Business Media New York: 2013 – 267 p.
57. Sergio Saponara. Highly integrated low-power radars. Artech house: 2014 – 215 p.
58. Rick Sturdivant. Transmit Receive Modules for Radar and Communication System: Artech house: 2016 – 158 p.
59. Gao Fang. Experimental Research of Multistatic Passive Radar With a Single Antenna for Drone Detection. IEEE Access, Volume 6, 2018. - p.33542-33551.
60. Сборник научных трудов по материалам XIII молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии» [Электронный ресурс] URL: http://www.radiofizika.ru/upload/konferentsiya-2015/общий_файл.pdf, свободный [дата обращения: 24.02.2020].
61. Маврычев Е. А., Пространственно-временная обработка сигналов в системах связи с антенными решетками на прием и передачу в условиях многолучевого распространения.
62. Топичев С.А., Воскресенский Д.И., Э. Брукнер и др. Радиосистемы со сканирующими антеннами: прорывные технологии. // Спутниковая связь и вещание. Специальный выпуск. – 2018. – С. 58 – 61.
63. Коптелова С.В. Постановка задачи оптимального проектирования радиоэлектронной аппаратуры / С.В. Коптелова // Актуальные вопросы развития систем и средств ВКО. – Москва 2015.
64. Фазовая стабильность кабельных сборок СВЧ с диэлектриком ПТФЭ [Электронный ресурс] URL: <http://spetskabel.ru/about/experts/articles/2015/163/> , свободный [дата обращения: 24.02.2020].

65. Bondarenko M.V., Slyusar V.I. Limiting depth of jammer's suppression in a digital antenna array in conditions of ADC jitter.// 5th International Scientific Conference on Defensive Technologies, ОТЕН 2012. - 18 - 19 September, 2012. - Belgrade, Serbia. - p. 495 - 497.

66. Орешкин В.И., Оценка степени влияния дестабилизирующих факторов на характеристики цифровой антенной решетки: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Орешкин Виталий Иванович. – М., 2009. – 23 с.

67. А. С. Малышев. Волоконно-оптические лазерные и фотодиодные модули СВЧ-диапазона и системы радиофотоники на их основе. http://mwelectronics.ru/2015/Papers/O00_01_Malyshev_Volokno-opticheskie_lazery.pdf

68. Чиж А.Л. Многоканальная волоконно-оптическая система распределения синхросигнала в активных фазированных антенных решетках / А. Л. Чиж // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Июнь, 2014, С.257.

69. И.Л. Рубанов, Ю.А. Стефанов, Т.В. Егоров и др. Волоконно-оптическая система передачи информации для гидроакустической станции с буксируемой антенной // Средства и методы подводных исследований. – 2013. – №2. – С. 65 – 69.

70. Соколов А. В. Вопросы перспективной радиолокации: коллективная монография / А.В. Соколов. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с.

71. Аношкин, И.М. Зарубежные многопозиционные радиолокационные системы скрытного контроля воздушного пространства / И. М. Аношкин // Наука и военная безопасность. – 2007. – №1. – С. 28-33.

72. Новый этап в развитии локации [Электронный ресурс] URL: <http://militaryarticle.ru/voenno-kosmicheskaya-oborona/2006/12389-novyj-jetap-v-razvitii-lokacii>, свободный [дата обращения: 24.02.2020].

73. Наземные РЛС ПВО стран НАТО [Электронный ресурс] URL: <http://www.modernarmy.ru/article/173>, свободный [дата обращения: 24.02.2020].

74. Степанов, С. Н. Основные направления развития отечественных маловысотных РЛС / С. Н. Степанов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы – 2015 – №3 – С. 94–103.

75. Дециметровый РЛК «Рубеж» - информационная основа для РТВ, РЭБ и ПВО от массированных ударов [Электронный ресурс] URL: <https://topwar.ru/100497-decimetroyuy-rlk-rubezh-informacionnaya-osnova-dlya-rtv-reb-i-pvo-ot-massirovannyh-udarov-skr.html>, свободный [дата обращения: 24.02.2020].

76. K. Pourvoyeur. Investigation of measurement characteristics of MLAT / WAM and ADS-B. Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications. – 2011.

77. Кирюшкин В.В. Определение координат воздушного судна в полуактивной системе мультилатерации с синхронизацией приемных позиций по запросному сигналу / В.В. Кирюшкин // Информационно-измерительные и управляющие системы – 2019 – №2 – С. 24–32.

78. Великанова Е.П. Исследование многопозиционной РЛС на основе системы связи WiMAX. // Вестник СибГУТИ. – 2014. – №3. – С. 67-74.

79. Борзов А.Б. Перспективы реализации локальных радионавигационных систем на базе многопозиционных РЛС. // Вестник СибГУТИ. – 2015. – №2. – С. 198-208.

80. Бляхман А.Б., Мякиньюков А.В., Рындык А.Г. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной радиолокационной системе с антенной решеткой // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, №6. – С. 707-712.

81. Рындык А.Г. Пространственно-временная обработка сигналов в многопозиционной просветной радиолокационной системе. // Информационно-управляющие и измерительные системы. – 2015. – №3. – С. 98-206.

82. Ковалев Ф. М., Методы, модели и алгоритмы просветной радиолокации: автореф. дис. ... докт. тех. наук: 05.13.01, 05.12.14 Ковалев Федор Николаевич. – Нижний Новгород, 2015. – 39 с.

83. Коровушкина И.А., Никитин М.В., С.А. Топичев. Программно-аппаратная реализация системы цифрового диаграммоформирования для конформных АФАР всеракурсного обзора на ПЛИС // Радиотехника. – 2014. – № 12. – С. 109 – 114.
84. Куличков К.А. Экспериментальная оценка погрешности системы синхронизации с использованием комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации / В.П. Шабанов // Системы связи и радионавигации: сб. тезисов. – Красноярск, АО НПП «Радиосвязь», 2018 — 272 с. — С. 141.
85. Титов М.П. Временная синхронизация при бистатическом синтезировании апертуры антенны в космических РСА // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 4. С. 44–51.
86. Гребенников, А.В. Потенциальные возможности синхронизации шкал времени удаленных объектов по сигналам ГНСС / А. В. Гребенников // Системы связи и радионавигации. – Красноярск 2015.
87. Крючков И. В. Статистическая оценка шкал времени разнесенных элементов пространственно-распределенной радиотехнической системы // Радиолокация, навигация, связь: Труды XVIII международной научно-технической конференции. – Воронеж. – 2012. – Т. 3. – С. 1585–1590.
88. Фирсов-Шибяев Д. О., Диаграммообразующая система оптического типа для многолучевых АФАР: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Фирсов-Шибяев Денис Олегович. – М., 2013. – 26 с.
89. Hongchen Yu. Simple photonic-assisted radio frequency down-converter based on optoelectronic oscillator. Photonic Research Vol.2, No. 4. Aug. 2014.
90. Шумов А. В. Концепция построения радиолокационной станции на основе элементов радиофотоники. Наука и образование МГТУ им. Н. Э. Баумана. Электрон. журн. 2016. № 05. С. 41–65.
91. Международная конференция «Микроэлектроника 2015». Интегральные схемы и микроэлектронные модули: проектирование, производство и применение. Сборник докладов. Крым, г. Алушта, 28 сентября – 3 октября 2015 г. – М., 2016. – 608 с.

92. Крючков, И.В. Разработка универсальной широкополосной платформы цифровой обработки и синтеза радиосигналов в НИИ РЭТ МГТУ им. Н. Э. Баумана / И. В. Крючков // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2012. – С. 124.

93. Patent US20130004180A1. Digital radio transceiver system and method / Gupta D., Mukhanov O., Jan. 3 2013.

94. Каляев А.И. Развитие отечественных многокристальных реконфигурируемых вычислительных систем: от воздушного к жидкостному охлаждению. Труды СПИИРАН. 2017. Вып.1 (50).

95. Khaled_Salah_Mohamed. IP Cores Design from Specifications to Production: Springer International Publishing: 2016 – 264 p.

96. Пиганов, М.Н. Экспертные оценки в управлении качеством радиоэлектронных средств / М. Н. Пиганов. – Самара: Смар. гос. аэроком. ун-т, 2004. – 122 с

97. Летаяф М. А., Проектирование антенных решеток с оптимизацией их характеристик по конструктивным параметрам: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Летаяф Мохемед Али. – Казань, 2006. – 16 с.

98. Bondarenko M.V., Slyusar V.I. Limiting depth of jammer's suppression in a digital antenna array in conditions of ADC jitter // 5th International Scientific Conference on Defensive Technologies, ОТЕН 2012. - 18 - 19 September, 2012. - Belgrade, Serbia. - Pp. 495 – 497.

99. Бондаренко М.В., Слюсар В.И. Влияние джиттера АЦП на точность пеленгации цифровыми антенными решетками // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2011. - № 8. – С. 41 – 49.

100. ADC SNR with clock jitter and quantization noise [Электронный ресурс] URL: <http://www.dsplog.com/2012/02/22/adc-snr-clock-jitter-quantization-noise/>, свободный [дата обращения: 25.02.2020].

101. Сухман С. М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 272 с.
102. Рамирес Агилар Хосе Альберто. Помехоустойчивость побитового приёма сигналов квадратурной амплитудной модуляции // Диссертация, к.т.н., Москва, 2007 г, 114 с.
103. Светличный Ю.А. Дегтярев П.А. Расчет характеристик подсистемы передачи данных по основному радиолокационному каналу многопозиционной радиолокационной системы. Конференция к 90-летию со Дня рождения главного конструктора РЛС А.А. Зачепиского — Нижний Новгород, ПАО «НИТЕЛ» им. В.И. Ленина, 2019. Сборник докладов. – С. 42-47.
104. Полынкин А.В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами / А.В. Полынкин, Х.Т. Ле // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып.7, Ч.2. – 2015. – С. 98-107.
105. Курганьшев А.В. Оценка ослабления радиосигнала по методу идеальной радиопередачи с учетом влияния земной поверхности / А.В. Курганьшев, А.В. Дедушкин, А.В. Казначеев // Молодой ученый. – 2016. – № 3. – С. 131–133.
106. Ньюман Эрик. Оптимизация приемника при помощи анализа вектора ошибки // Беспроводные технологии. – 2007. – №2. – С. 57.
107. Артеменко А.А. Влияние неточности оценивания фазы несущей на вероятность битовых ошибок в М-КАМ системах передачи данных // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2007, № 2, С. 81–87.
108. Яценко С.Ю. Анализ влияния искажений и шумов на помехоустойчивость приема сигналов квадратурной амплитудной модуляции / С.Ю. Яценко // Журнал радиоэлектроники. №5, 2016 [<http://jre.cplire.ru/jre/may16/7/text.pdf>].
109. Дружинин В.И., Кузьмин О.В., Коды Рида–Соломона в системах обнаружения и исправления ошибок при передаче данных // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование, – 2015, № 1 (45). – С. 116-124.

110. Березюк Н.Т. Кодирование информации: Двоичные коды: справочник // Н.Т. Березюк. – Харьков: Вища школа, 1978. – С. 218-221.
111. Светличный Ю.А. Дегтярев П.А. Синхронизация и передача данных в радиотехнических системах с территориально распределенными сегментами. / Ю.А.Светличный // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. — 2019. — №3 Том 22. — С. 7-12.
112. Логинов, А.В. Синхронизация элементов РЛС с цифровой активной фазированной антенной решеткой / А. Е. Логинов // Радиотехника. – 2014. – № 12. – С. 104.
113. Одуан К., Гино Б. Измерение времени. Основы GPS. – М.: Техносфера, 2002. - 399 с.
114. П.И. Танцай, В.Г. Корниенко. Экспериментальные исследования точности синхронизации шкал времени в пространственно разнесенных пунктах методом запросной радиолокации // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. — 2008. — №2 (18). — С. 25-31.
115. Монаков А.А. Модифицированный алгоритм Банкрофта для систем мультilaterации. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2018. №1. С.50-55.
116. Yekaterina Trofimova. Multilateration error investigation and classification. Error estimation. Transport and Telecommunication, Vol. 8, No 2 2007. P.28-37.
117. Вольхин Ю.Н. Сверхширокополосный многофункциональный радиофотонный приемный тракт для аналоговой обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.// Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники». – Омск 2015.
118. Цуканов, В. Н. Волоконно-оптическая техника. Практическое руководство. – М. : Инфра-Инженерия, 2014. – 304 с.

119. Андреев В.М., Зайцев Д.Ф и др. Макет фрагмента РОФАР с энергонезависимой передающей антенной и мощным широкополосным радиопотонным передающим трактом, работающем в режиме класса В // Радиотехника. – 2017. – №8. – С.72-77.

120. Микитчук К.Б., ЧижА.Л., Скоторенко И.В., Григорьев Е.В., Светличный Ю.А., Сычева А.В.. Оптоэлектронный гетеродин X-диапазона со сверхнизким фазовым шумом // «Электроника и микроэлектроника СВЧ-2019» / VIII Всероссийской конференция. Сб. статей / СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2019 г., с. 204-208.

121. Сычева А.В., Уйманов С.Ю., Григорьев Е.В., Шевляков М.Л. Исследование влияния усиления входного СВЧ-сигнала на характеристики широкополосной аналоговой ВОЛС // «Системы связи и радионавигации» / Всероссийская научно-техническая конференции. 2018. Сб. тезисов / науч. ред. В.Ф. Шабанов – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2018 г., с. 183-185.

122. Добычина Е.М., Малахов Р.Ю. Цифровой приемо-передающий модуль активной фазированной антенной решетки // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014. – №209. – С. 117 – 123.

123. Чернова И.В. Тодошева А.С. Особенности реализации приемо-передающего модуля АФАР // Т-Comm - Телекоммуникации и транспорт. – 2018. – Том 12 №8. – С. 27 – 31.

124. New Xilinx RFSoc FPGA for 5G Networks [Электронный ресурс] URL: <https://www.servethehome.com/new-xilinx-rfsoc-fpga-for-5g-networks/> , свободный [дата обращения: 26.02.2020].

125. Артюх А. С. Бортовая антенная решетка с увеличенной рабочей полосой частот // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. научн. тр. Красноярск: СФУ, 2013. – С. 72-74.

126. Шеерман Ф.И., ... , Светличный Ю.А. Разработка универсального приемника L-, S- и C-диапазона на базе перспективных полупроводниковых технологий. Актуальные вопросы развития систем и средств воздушно-космической обороны. Сборник докладов Шестой научно-технической

конференции молодых ученых и специалистов, посвященной 80-летию со дня рождения А.А. Леманского, Москва, 2015. / общ. ред. Н.Э. Ненартович. — М.: ПАО «НПО «Алмаз», 2015. С. 204 — 210.

127. Куприц В. Ю., Лундяк Т. С., Светличный Ю. А., Скоторенко И. В., Дегтярев П. А. Оценка эффективности подавления активных шумовых помех методом автокомпенсации в радиотехнических системах связи и навигации // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016) Севастополь, 4-10 сентября 2016 г.: материалы конф. в 12 т., Севастополь, 2015. – Т.5: С. 540-544.

128. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

129. Светличный Ю.А. Особенности подхода к конструированию вычислительных систем цифровых фазированных антенных решеток. // «Системы связи и радионавигации» / Всероссийская научно-техническая конференции. 2018. Сб. тезисов / науч. ред. В.Ф. Шабанов – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2018 г., с. 164-167.

130. Светличный Ю.А. Особенности подхода к конструированию вычислительных систем цифровых фазированных антенных решеток / Ю.А. Светличный // Успехи современной радиоэлектроники. — 2018. — №12. — С. 156-159.

131. Светличный Ю.А. Техническая реализация систем ЦОС в радиотехнических комплексах с распределенными модулями на зарубежной и отечественной ЭКБ. 21-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение — DSPA 2019» — Москва, РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2019. Сборник докладов. – Т.2: С.442-447.

132. Научно-технический отчет по итогам выполнения НИР «Кристалл» / рук. Светличный Ю.А. / ООО «ЛЭМЗ-Т». – 2019. – 204 С.

133. Глазов Г.Н., Ровкин М.Е., Светличный Ю.А. Свидетельство №2019617821 Программа расчета характеристик линейных и плоских ФАР. Заявка 2019616709 от 94.06.2019, рег. 20.06.2019

ПРИЛОЖЕНИЕ 1 (обязательное) – Акт о внедрении



внедрения результатов диссертационной работы Светличного Юрия Алексеевича
на соискание ученой степени кандидата технических наук по теме:
«Реализация цифровых методов обработки сигналов
в многопозиционных станциях с цифровыми фазированными антенными решетками
с совмещенным каналом радиолокации и связи»

Комиссия в составе:

председатель

Е.А. Лаврентьев – Начальник ОКБ «ЛЭМЗ»,
ПАО «НПО «Алмаз», к.т.н, доцент

члены комиссии

О.Д. Грачев – Главный инженер НТЦ НН
ПАО «НПО «Алмаз», главный конструктор
А.В. Кричигин – Заместитель начальника СКБ НТЦ НН
ПАО «НПО «Алмаз», к.ф.-м.н.

составили настоящий акт о том, что результаты, полученные Ю.А. Светличным в диссертационной работе на соискание ученой степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии ПАО «НПО «Алмаз».

Разработанные Ю.А. Светличным цифровые методы обработки сигналов для многопозиционных станций с цифровыми фазированными антенными решетками с совмещенным каналом радиолокации и связи (ЦФАР), изложенные в пояснительной записке к техническому проекту Опытно-конструкторской работы «Создание автоматической радиолокационной станции для развертывания в труднодоступных районах крайнего Севера» (ЦИВР.461311.029 ПЗ1, часть 2, стр. 45 – 73), внедрены в изделие 104Ж6 – акт Государственных испытаний утвержден Совместным решением №1013/5-2018 от 30.03.2018 г., постановка на серийное производство запланирована на 2021 г.

Разработанные Ю.А. Светличным технические решения в области цифровой обработки сигналов ЦФАР, позволяющие обрабатывать существенно большее количество цифровых приемных и передающих каналов, распределенных по полотну антенной решетки на кратно большие расстояния относительно ранее известных решений, а также обеспечивающие возможность объединения радиолокационных станций в многопозиционные системы (МРЛС) беспроводным способом, обладают следующими особенностями:

- метод передачи сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальных ЦФАР на базе цифровых оптических каналов с кодированием 8b/10b на ПЛИС обеспечивает скорость передачи в пять раз большую (до 8 Гбит/с) без ограничения по длине в сравнении с линиями LVDS, используемыми в известных технических решениях;

- метод синхронизации позиций МРЛС с использованием устройства прямого цифрового синтеза с накоплением временных отсчетов на базе высокостабильного опорного генератора позволяет в 10-25 раз улучшить точность синхронизации системы единого времени (не более 3 нс, СКО) в сравнении с точностью стандартных приемников спутниковых радионавигационных систем (СРНС), обеспечить достаточную для когерентного радиоприема на разнесенных позициях синхронность фаз радиосигналов с частотой 100 МГц с погрешностью не хуже $0,01^\circ$ (СКО).

- метод передачи данных по основному радиолокационному каналу в МРЛС с ЦФАР позволяет организовать резервный канал связи, чем обеспечить независимость системы от наличия коммуникационной инфраструктуры в местах размещения в отличие от методов с использованием спутниковых или кабельных каналов связи, а также увеличить дальность передачи данных не менее чем в три раза (не менее 210 км на скорости не менее 1 Мбит/с в метровом диапазоне волн в условиях прямой видимости) в сравнении с использованием радиорелейной линии связи.

Внедрение результатов работы Ю.А. Светличного:

- позволило реализовать на практике новую технологию построения аппаратуры цифровой обработки сигналов для линейки цифровых многоканальных ФАР следующего поколения;

- имеет важное значение для развития перспективного направления в области создания унифицированных многопозиционных систем, работающих в автоматическом режиме с минимальным обслуживанием.

Председатель комиссии:



Е.А. Лаврентьев

Члены комиссии:



О.Д. Грачев



А.В. Кричигин