

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ НИЖЕГОРОДСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. Н. И. ЛОБАЧЕВСКОГО»

На правах рукописи



Ширкаев Алексей Владимирович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АППАРАТНО-
ОРИЕНТИРОВАННЫХ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ДОПЛЕРОВСКОЙ
ДЕФОРМАЦИИ**

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Фитасов Евгений Сергеевич

Нижний Новгород, 2025

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕПРЕРЫВНОГО ФКМ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ДОПЛЕРОВСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ.....	21
1.1 Анализ взаимной функции неопределенности ФКМ сигнала в присутствии доплеровской деформации	21
1.2 Экспериментальное исследование влияния эффекта Доплера на непрерывный фазокодоманипулированный сигнал	27
1.3 Исследование влияния эффекта масштабируемости на измерение временной задержки непрерывного ФКМ сигнала	33
1.4 Выводы.....	36
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ФКМ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА	37
2.1 Анализ алгоритмов измерения временной задержки ФКМ сигналов .	37
2.1.1 Анализ адаптивной системы измерения временной задержки	37
2.1.2 Численное моделирование корреляционного измерителя временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера.....	42
2.2 Аппаратно-ориентированная реализация алгоритма вычисления взаимной функции корреляции.....	48
2.3 Разработка алгоритма работы корреляционного измерителя временной задержки.....	50
2.4 Разработка структуры и программной модели лабораторного макета измерительного устройства	54
2.5 Экспериментальное исследование корреляционного измерителя временной задержки.....	64
2.6 Выводы.....	71
ГЛАВА 3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЯЕМЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК В КОРРЕЛЯЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ.....	72
3.1 Анализ алгоритмов устранения неоднозначности определения временной задержки непрерывного ФКМ сигнала	72
3.2 Разработка алгоритма устранения неоднозначности измерения временной задержки на основе комбинированного правила кодирования.....	79
3.2.1 Разработка алгоритма измерения временной задержки на основе комбинированного правила кодирования опорного сигнала	80
3.2.2 Разраотка алгоритма устранения неоднозначности измерения временной задержки с прореживанием в блоке цифровой обработки сигнала	86
3.2.3 Разработка аппаратно-ориентированного алгоритма устранения неоднозначности измерения квазинепрерывного ФКМ сигнала	91
3.3 Выводы.....	95

ГЛАВА 4 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА	96
4.1 АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ	96
4.1.1 ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ПРИ ВЛИЯНИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА	96
4.1.2 ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННОГО СДВИГА КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ В ПРИСУТСТВИИ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА.....	98
4.2 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА ПО УСРЕДНЕННОМУ АНСАМБЛЮ ФУНКЦИИ ВЗАИМНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ	101
4.3 АППАРАТНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА	106
4.4 ОЦЕНКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННОГО АЛГОРИТМА.....	113
4.5 ВЫВОДЫ.....	115
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	117
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	120
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	121
ПРИЛОЖЕНИ А. ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ.....	136
ПРИЛОЖЕНИ Б. АКТ О ВНЕДРЕНИИ АО «КОРПОРАЦИЯ «КОМЕТА» — «КБ «КВАЗАР»	137
ПРИЛОЖЕНИ В. АКТ О ВНЕДРЕНИИ ННГУ ИМ. Н.И. ЛОБАЧЕВСКОГО	138

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Важной задачей при разработке радиотехнических систем является повышение эффективности обработки, поступающей в точку приема информации, которая будет определять конечный технический и конструктивный облик системы. При этом, система обработки информации должна обеспечивать обнаружение, оценку параметров, разрешение и распознавание полезных сигналов в заданных пределах работы и вносящей минимальные потери в отношении сигнал/шум. Одним из направлений совершенствования таких систем является внедрение принципов широкополосной передачи [1], позволяющих разрешить противоречие между разрешающей способностью и дальностью действия систем, повысить скорость обработки информационных потоков, обеспечить высокую помехозащищённость [2], электромагнитную совместимость и конфиденциальность, улучшить эффективность использования радиодиапазона, особенно в условиях мобильности объектов и быстрой смены помеховой обстановки. Поиск сложных широкополосных сигналов, обеспечивающих решения конкретных задач, продолжается до сих пор и является актуальной задачей. Развитием теории широкополосных сигналов занимались многие зарубежные и отечественные ученые: В. Е. Гантмахер, Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев [1], Ф. Вудворд [3], Ч. Кук и М. Бернфельд [4], Р. Фрэнк [5], Г. Ван Трис [6], Л. Френкс [7], Д. Хаффмен [8], Д.Е. Вакман [9], Л.Е. Варакин [10] и другие. В результате многолетних исследований в области синтеза широкополосных сигналов получены различные классы амплитудно-, фазо- и частотно-модулированных сигналов.

Появление и развитие дискретной, а в дальнейшем и цифровой техники послужило основанием для изучения класса дискретно-кодированных сигналов (ДКС) [11,12]. К таким сигналам можно отнести:

– амплитудно-кодированные ДКС;

- фазо-кодированные ДКС;
- частотно-кодированные ДКС;
- дискретно-кодированные сигналы с кодированием сразу нескольких параметров элементарных радиоимпульсов, составляющих ДКС.

Свойства, присущие этим сигналам, позволяют повысить устойчивость систем к различным помехам, обеспечить одновременную работу систем в общей полосе частот, повысить точность местонахождения объекта, а также различение объектов. Наиболее исследованы первые три разновидности ДКС. Большой вклад в данные исследования внесли такие ученые, как Ч. Кук и М. Бернфельд, Л.Е. Варакин, Д.Е. Вакман, С.В. Голомб [13], А.А. Сикарев [14] и другие. Однако, задача детального анализа, синтеза и обработки сложных сигналов с требуемыми характеристиками является достаточно сложной и не нашла пока решения в общем виде, о чем свидетельствуют многочисленные технические решения систем акусто- гидро- и радиолокации, а также связных, навигационных, телекоммуникационных и измерительных систем [15-23].

Известны радиолокационные системы со сложными широкополосными сигналами, в которых амплитуда и/или фаза меняется в дискретные моменты времени по закону псевдослучайных кодовых последовательностей (ПСП) [24-26]. К ним относятся, например, сигналы с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ) и сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ). По отношению к таким сигналам применяется, как правило, корреляционная обработка [27-34] основанная на том, что их автокорреляционная функция имеет сильно выраженный корреляционный пик. Это позволяет выделять такие сигналы на фоне достаточно интенсивных помех, основываясь на вычислении взаимной функции корреляции (ВФК) с имеющимся в точке приема опорным сигналом. При этом важно, насколько корреляционный пик превышает не только уровень помех, но и уровень собственных способу кодирования боковых лепестков ВФК.

Фазоманипулированные по псевдослучайному закону сигналы широко применяются в радиотехнических системах с когерентно-импульсной обработкой [1, 12, 15, 17, 19, 35]. Примером тому могут послужить ФКМ сигналы, закон модуляции в которых задается псевдослучайной последовательностью (ПСП, например, M -последовательностью). Непрерывные сигналы данного вида имеют преимущество, заключающееся в отсутствии боковых лепестков, но имеют ограничения на размеры зоны обзора, связанные с наличием пиков неоднозначности их функции корреляции, когда каждый из пиков принадлежит одной из M зон обзора по дальности, определяемой длительностью одной фазоманипулированной посылки. Такую неопределенность можно устранить, применив импульсную ПСП модуляцию, при которой отдельные фазоманипулированные посылки разделены паузами, определяющими диапазон измеряемых задержек. Но при этом пики ВФК будут наблюдаться на фоне боковых лепестков, уровень которых тем выше, чем меньше длина модулирующего кода. Как способ устранения пиков неоднозначности может быть использование для каждой из M зоны отдельного коррелятора [36-38], что увеличивает вычислительную сложность. В условиях одновременного излучения или приёма нескольких зондирующих сигналов на общей несущей их эффективное обнаружение при последующей обработке может быть осуществлено при использовании кодового разделения каналов, что достигается за счёт использования фазоманипулированных сигналов, манипулированных ортогональными кодовыми псевдослучайными последовательностями [39]. Непрерывные сигналы находят свое применение в бистатических радиолокационных системах, когда приемник и передатчик разнесены на значительное расстояние [40]. Для приема используются антенны с многолучевыми диаграммами направленности, а обработка сигнала имеет многоканальную структуру, что не позволяет делать такие системы компактными.

Другим возможным способом устранения неоднозначности в определении дальности является приоритетная обработка, когда один коррелятор применяется для обработки фазоманипулированных посылок, принадлежащих всем элементам дальности. В этом случае проблема разрешается назначением приоритета каждому из элементов дальности, а среди активных посылок обрабатывается только одна с наивысшим приоритетом [41]. Однако это приводит к энергетическим потерям и снижению быстродействия системы обнаружения сигнала.

Еще одним классом ДКС, получившим распространение в радиолокации, являются амплитудно-фазоманипулированные сигналы с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции [42-44]. В этом случае зондирующий сигнал большой длительности излучается отдельными модулированными по фазе посылками с псевдослучайной огибающей. Длительности фазоманипулированных посылок и пауз в излучении изменяются по псевдослучайному закону. Функция неопределенности АФМ сигнала обладает кнопочной формой с практически плоским «пьедесталом» [45]. Отношение главного пика к уровню боковых лепестков ВФК в широком диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты увеличивается с увеличением базы сигнала [46,47]. Комплексная огибающая АФМ зондирующего сигнала состоит из N элементарных импульсов длительностью τ_0 , фаза и амплитуда которых изменяется в соответствии с дискретной последовательностью $w_i \in \{0, \pm 1\}$ ($i = 0, 1, 2, \dots, N-1$) при фиксированном в пределах 5÷6 пик-факторе. Время когерентного накопления $T = N \cdot \tau_0$. Длительность τ_0 элементарного импульса задаёт разрешающую способность системы по дальности (по временной задержке δt), а длительность следующих одна за другой посылок T – разрешающую способность по доплеровскому сдвигу частоты $\delta f = 1/T$.

Если излучаемый сигнал представляет неразрывную последовательность периодически (с периодом T) повторяющихся сигналов, то коммутация приёмного и передающего трактов инверсными ПСП допустима, если активные

области принимаемых сигналов во времени не перекрываются с активными областями посылок. В противном случае принимаемый сигнал во времени будет перекрываться с поступающим на вход приёмника сигналом коммутации, что недопустимо. Избежать такого перекрытия возможно при использовании АФМ сигналов с большой базой, когда в зондирующем сигнале имеются достаточно протяжённые пассивные отрезки времени, необходимые для приёма отражённых сигналов. К таким сигналам применяют термин «квазинепрерывные» [42]. Это влечёт за собой увеличение пик-фактора и базы как излучаемого, так и опорного сигналов, что ограничивает возможность цифровой обработки принимаемого сигнала в реальном масштабе времени.

ФКМ сигнал используется, например, в радиолокационной системе «Orwell-R» [48], предназначенной для обнаружения дальностей и скоростей движущихся целей в пределах зоны обнаружения от 150 до 1500 м с точностью 3 м. Для обработки принимаемой радиолокационной информации используется цифровая согласованная фильтрация на базе IP-ядер системы на кристалле семейства «Мультикор».

В последнее время все чаще в системах для решения задач точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов на околоземной орбите и разрешения отдельных элементов сложных космических объектов в качестве зондирующих сигналов используют фазокодированные сигналы, представляющие собой пачку из когерентных импульсов [35]. Для обработки принимаемых ФКМ сигналов используется цифровая согласованная фильтрация с многоканальным по частоте Доплера устройством сжатия, реализованного на микроконтроллере.

ФКМ сигналы находят свое применение и в гидролокации, где эффект Доплера оказывает значительный вклад в искажение принимаемой информации [49,50]. Работа [49] посвящена разработке алгоритма двумерной несогласованной фильтрации ФКМ сигналов для подавления боковых лепестков функции взаимной корреляции в гидролокации.

Еще одним примером применения ФКМ сигналов в космической отрасли является малогабаритный бортовой радиолокационный комплекс (БРЛК) X-диапазона "Северянин-М" [51] и предназначен для решения задач исследования природных ресурсов Земли, оперативной гидрометеорологии, включая мониторинг ледовой обстановки. В радиолокаторе "Северянин-М" используется зондирующий сигнал в виде когерентной пачки импульсов с фазокодовой модуляцией.

Для решения задач обнаружения малоразмерных воздушных объектов применяются малогабаритные РЛС X/L – диапазонов [52]. В качестве зондирующего сигнала используется АФМ сигнал при работе в квазинепрерывном режиме излучения и приема. Зондирование пространства производится отдельными АФМ посылками, а прием отраженных сигналов в паузах излучения. Формирование и первичная корреляционная обработка радиолокационных сигналов реализована в цифровом виде в модуле формирования и обработки сигналов.

Проектирование систем с дискретно-кодированными сигналами невозможно без применения соответствующих алгоритмических решений, современных аппаратных и программных средств для формирования способа обработки сигналов. Обработка полученного с выхода приемника сигнала может осуществляться в общем случае с использованием корреляционной, фильтровой или фильтрационно-корреляционной схем. Сжатие принятого сигнала в этих схемах осуществляется непосредственно на корреляторе или, для последних двух схем, в фильтре сжатия, согласованном с излучаемым сигналом [53]. Как для аналогового, так и для дискретно-аналогового случаев исполнения таких схем сложность изготовления линий задержек требуемого качества существенно возрастает при использовании ДКС.

В связи с развитием цифровой техники и появлением многоразрядных быстродействующих параллельных АЦП, наиболее перспективным представляется построение полностью цифровых схем обработки принимаемых

дискретно-кодированных сигналов. Развитие вычислительной техники для реализации цифровой обработки сигналов со свойственными ей функциональными возможностями [54-58] предоставляет широкий выбор различных путей при проектировании аппаратуры современных радиотехнических изделий. Малые массогабаритные характеристики, низкое энергопотребление, возможность оперативной коррекции алгоритмов в процессе отладки, а также приемлемый уровень цен делают использование этой техники весьма привлекательным. Среди вышеперечисленных средств, нашедших широкое применение в радиотехнической аппаратуре в последние годы, можно выделить высокопроизводительные программно управляемые цифровые процессоры, а также модули на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) [59]. Одними из основных преимуществ, характеризующих новое поколение вычислительных средств, является реально достигаемый высокий уровень производительности и универсальности создаваемых на их основе вычислительных систем [60]. Что, с одной стороны, стимулирует развитие перспективных методов и алгоритмов обработки, позволяющих реализовать улучшенные технические характеристики радиолокационных систем, требующих повышенной производительности, а с другой стороны, это позволяет в ряде случаев пересмотреть отношение к практическому использованию уже известных, но ранее не применявшихся методов цифровой обработки.

Одной из основных возникающих задач при проектировании систем для обнаружения параметров сигналов от подвижных объектов является оценка и измерение временной задержки τ и частотного сдвига ν сигналов при распространении до точки приема, в том числе, в присутствии доплеровской деформации. Совместное определение временных задержек и смещения частоты в сложных условиях распространения и в условиях влияния эффекта Доплера для узкополосных и относительно широкополосных (когда доплеровское смещение много меньше ширины полосы) сигналов традиционно осуществляется на

основе вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН), такой подход является оптимальным с точки зрения принципа максимального правдоподобия методом решения подобных задач [16,61-64], что делается преимущественно посредством цифровой обработки. В ВФН сдвиг по времени обусловлен задержкой сигнала на распространение, а сдвиг по частоте отображает влияние эффекта Доплера за счёт относительного радиального движения цели и локатора. Однако, в случае широкополосных сигналов эффект Доплера уже некорректно описывать только частотным сдвигом несущей. В общем случае эффект Доплера приводит к масштабированию сигнала во времени [65]. Эффект масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера вызывает необходимость разработки эффективных схем вычисления взаимной функции неопределённости в задаче определения взаимной временной задержки.

Процесс вычисления ВФН является достаточно трудоемким, и он не дает возможности измерять частотно-временной сдвиг с необходимой точностью, если движение зондируемого объекта характеризует не только положение и скорость, но и другие параметры – ускорение, в частности. По отношению к таким широкополосным сигналам применима широкополосная ВФН [66,67], в которую дополнительно к временному и частотному сдвигам вводятся параметры, позволяющие более детально описывать особенности движения. Сигнал от движущегося объекта подвержен доплеровской деформации, что также понижает эффективность его корреляционной обработки. Известны инвариантные относительно сжатия (расширения) сигналов способы обработки [68], но они не нашли практического применения. Поэтому актуальна задача оценки влияния доплеровской деформации на точность корреляционной обработки сложного шумоподобного сигнала.

Кроме того, непосредственное применение упомянутых способов определения временного и частотного сдвигов технически трудно реализуемо и требует значительной вычислительной мощности. Поэтому существующие средства измерения τ и ν базируются преимущественно на сегментно-

фильтровой обработке, когда сигнал большой длительности разбивается на сегменты, длительность которых такова, что набег фазы при максимальном доплеровском сдвиге частоты не превышает π [69,70]. По каждому из сегментов вычисляется взаимная функция корреляции (ВФК) с соответствующим сегментом опорного сигнала и с последующим быстрым преобразованием Фурье (БПФ) по отношению к полученному ряду значений ВФК. Операция перемножения в [69,70] предлагается распараллеливать и реализовывать на графических процессорах. Однако при достижении сравнительно высокого быстродействия возрастает риск пропуска полезной информации [71], энергопотребление, размеры и стоимости системы обработки, что сужает область применения подобного типа устройств.

В частности, применяют многоканальный подход к вычислению функции неопределенности, когда каждый канал обработки настроен соответствующим образом, учитывая влияние эффекта Доплера на принимаемый сигнал [72-76]. Количество каналов в этом случае растет в зависимости от требуемой точности и диапазона измерения частотного сдвига. Для увеличения быстродействия требуется высокая степень распараллеливания операций вычисления функции неопределенности по каждому из каналов, что в свою очередь приводит к увеличению габаритов и стоимости системы обработки.

Целесообразность и эффективность применения методов, основанных на вычислении ВФН в системах с цифровой обработкой сигналов, зависит от возможности их эффективной реализации. При этом необходимо принимать во внимание:

- вид и способ модуляции,
- вид и структуру приемного устройства (ПУ),
- место цифровой обработки в структуре ПУ,
- формат представления данных и способ цифровой обработки,
- алгоритм, реализующий способ цифровой обработки,
- аппаратные средства его реализации.

Чаще всего решение находится лишь для некоторого заданного класса сигналов со специфическими для этих сигналов ограничениями. Это позволяет упростить математический аппарат, используемый при их анализе и синтезе и найти приемлемую техническую реализацию.

В настоящее время для реализации алгоритмов обработки в системах реального времени все чаще предпочтение отдается интегральным схемам с программируемой логикой [77-82]. ПЛИС предлагают лучшие характеристики производительности, массы, размеров и потребляемой мощности в задачах, требующих цифровой обработки сигналов, низкое статическое и динамическое энергопотребление, выполнять параллельные вычисления. Однако, в силу ограниченности вычислительных ресурсов относительно недорогих ПЛИС, в особенности отечественных, важными становятся выбор способа представления данных и ориентация на простые операции над ними [83].

Актуальной задачей является разработка алгоритмов обработки фазоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера с точки зрения эффективности применения ПЛИС с ограниченными вычислительными ресурсами в радиотехнических системах реального времени с жесткими ограничениями по массогабаритным характеристикам, энергопотреблению и стоимости. Также решаемая задача важна при обеспечении импортозамещения электронной компонентной базы.

Целью работы является разработка алгоритмов измерения параметров фазокодоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера с учетом их аппаратно-ориентированной реализации на ПЛИС.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Анализ особенностей измерения параметров непрерывного фазокодоманипулированного сигнала в условиях доплеровской деформации.
2. Разработка алгоритмов расширения диапазона измеряемых временных задержек в корреляционном измерителе.

3. Синтез алгоритма измерения частотного сдвига фазокодоманипулированного сигнала.

4. Аппаратно-ориентированная реализация алгоритмов измерения параметров ФКМ сигнала в условиях доплеровской деформации с учетом эффективного использования вычислительных ресурсов ПЛИС.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенный и экспериментально исследованный алгоритм вычисления функции взаимной корреляции позволяет выполнять обработку принимаемых фазокодоманипулированных сигналов на базе ПЛИС без операций умножения в масштабе реального времени и сократить время вычисления значений функции корреляции, в среднем в 2 раза.

2. Разработанный алгоритм определения дальности до объектов, основанный на применении комбинированного правила кодирования ФКМ сигнала, позволяет расширить диапазон однозначности определения временной задержки при непрерывном приеме пропорционально квадрату количества символов модулирующей последовательности,

3. Предложенный алгоритм обработки квазинепрерывных фазокодоманипулированных сигналов позволяет повысить однозначность определения временных задержек и обеспечивает снижение требуемых вычислительных ресурсов в среднем в 2 раза при сохранении точности измерения.

4. Разработанный алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов фазоманипулированных по псевдослучайному закону сигналов, в котором частотный сдвиг определяется после операции усреднения функции взаимной корреляции за период опорного сигнала, позволяет сократить время вычисления параметров принимаемых сигналов не менее чем в 2 раза и снизить вычислительную сложность в пропорциональное количеству символов кодовой последовательности раз.

Объект исследования

Радиотехнические системы для совместного измерения частотного и временного сдвигов широкополосных сигналов.

Предмет исследования

- модели сложных широкополосных сигналов;
- алгоритмы обработки принимаемых сигналов, основанные на вычислении ВФН.

Методы исследований

Для решения поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, методы цифровой обработки сигналов, методы математического моделирования, а также экспериментальные исследования на основе методов параллельных вычислений с применением программируемых логических интегральных схем, и лабораторного макета акустической измерительной системы.

Научная новизна

1. Предложен и реализован новый корреляционно-спектральный алгоритм определения частотно-временных сдвигов сигналов с непрерывной (периодической) широкополосной модуляцией, в отличие от существующих методов позволяющий определять временной и частотный сдвиг принимаемых сигналов в условиях влияния эффекта Доплер в реальном масштабе времени.

2. Предложен и запатентован аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления взаимной функции корреляции, позволяющий в режиме реального времени получать значения функции взаимной корреляции принимаемого и опорного сигналов при эффективном использовании вычислительных ресурсов на базе ПЛИС.

3. Предложен новый алгоритм измерения временных задержек непрерывного широкополосного сигнала, основанный на комбинированном правиле кодирования, позволяющий повысить диапазон однозначного определения временной задержки от объектов, расстояние до которых

превышает зону обзора при непрерывном зондировании фазокодированным сигналом, состоящим из одной модулирующей последовательности.

4. Предложен аппаратно-ориентированный платформонезависимый алгоритм вычисления быстрого преобразования Фурье на ПЛИС без использования умножителей, позволяющий сократить требуемое количество вычислительных ресурсов.

Практическая значимость работы

1. Предложенный алгоритм оценки частотно-временных параметров фазоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера, учитывающий особенности архитектуры ПЛИС позволяет проектировать радиотехнические системы с жестко ограниченными вычислительными ресурсами с целью снижения массогабаритных характеристик, а также в задачах импортозамещения.

2. Запатентованное устройство цифрового многоканального коррелятора фазоманипулированных сигналов может быть использовано при разработке систем обработки широкополосных псевдослучайных сигналов с кодовой фазовой манипуляцией в радиолокационных приемных устройствах и устройствах измерительной техники с требованиями к работе в реальном масштабе времени без использования умножителей.

3. Предложенный алгоритм измерения временных задержек на основе комбинированного правила кодирования может быть использован в системах ближней локации для расширения функциональности при снижении количества используемых вычислительных ресурсов.

Обоснованность и достоверность

Достоверность результатов, представленных в диссертационной работе, основана на использовании математически обоснованных современных методов статистической радиофизики, теории цифровой обработки сигналов. Обоснованность предложенных в работе методов и алгоритмов подтверждается

компьютерным моделированием, воспроизводимостью в многократных численных экспериментах. Основные результаты, полученные в диссертационной работе, неоднократно обсуждались на всероссийских и международных конференциях.

Апробация результатов диссертации

Основные положения, выводы и результаты исследования были представлены и обсуждены на научных конференциях: XX Научная конференция по радиофизике, ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2016 г., XXI Научная конференция по радиофизике, ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2017 г., Международная конференция «Современная элементная база радиоэлектроники», г. Нижний Новгород, ННТОРЭС им. А.С. Попова 2017 г., Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение», г. Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2018 г., XIII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы «Математика и математическое моделирование», г. Саров, 23-я Научная конференция по радиофизике, ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2019 г., XXX международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), Воронежский государственный университет, Международная научно-техническая конференция «ИСТ-2024», НГТУ им. Р.Е. Алексеева 2024 г., XXVIII научная конференция по радиофизике, ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

Публикации

По теме диссертации опубликовано 15 печатных работ, в том числе 5 статьи в научно-технических журналах, входящих в список изданий, рекомендуемых ВАК для публикации результатов диссертационных работ на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2 из которых в издании, включенном в реферативную базу данных Scopus, получен патент на изобретение «Цифровой многоканальный коррелятор фазоманипулированных сигналов».

Личный вклад автора

Основные теоретические результаты, экспериментальные исследования, выводы и заключения получены автором в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского (ННГУ). Выбор направления исследования, постановка задач проводились совместно с профессором кафедры радиотехники радиофизического факультета ННГУ д.ф.-м.н. Е.И. Шкелевым. Подготовка структуры диссертации, анализ результатов, оценка новизны, достоверности и обоснованности, защищаемых положений выполнены с заведующим кафедрой радиотехники д.т.н, доц. Фитасовым Евгением Сергеевичем. Обсуждение полученных результатов проводились совместно с сотрудниками кафедры Радиотехники.

Автор провел компьютерное моделирование и анализ методов обработки широкополосных сигналов, разработал используемую в диссертационном исследовании модель принимаемого сигнала. Соискатель разработал алгоритм последетекторной спектрально-корреляционной обработки для совместного определения временного и частотного сдвигов. Автором разработаны программные и аппаратные реализации корреляционного измерителя временной задержки и быстрого преобразования Фурье без умножителей на базе программируемой логики. Автором предложен метод расширения диапазона и повышения однозначности измерения временных задержек непрерывно принимаемого ФКМ сигнала на базе комбинированного правила кодирования опорной последовательности.

Соответствие специальности

Содержание диссертации соответствует пунктам 1, 3, 4, 5 паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Структура и объем диссертации

Диссертация изложена на 138 страницах машинописного текста и состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных

обозначений и списка литературы, включающего 127 источников. Диссертационная работа иллюстрирована 50 рисунками и 9 таблицами, содержит 31 формулу, приложения с патентом на изобретение и акты о внедрении.

Диссертация подготовлена в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского (ННГУ).

Автор выражает благодарность коллективу кафедры радиотехники радиофизического факультета ННГУ и научному руководителю – заведующему кафедрой радиотехники д.т.н, доценту Фитасову Евгению Сергеевичу. Автор выражает глубокую благодарность бывшему сотруднику кафедры радиотехники радиофизического факультета и первому научному руководителю профессору д.ф-м.н. Шкелеву Евгению Ивановичу. Автор также выражает глубокую благодарность профессору кафедры радиотехники радиофизического факультета, лауреату премии Правительства РФ в области науки и техники, д.т.н., профессору И.Я. Орлову, участвующему в обсуждении положений, задач, теоретических и экспериментальных результатов диссертации.

Основное содержание работы

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационного исследования с освещением текущего состояния проблемы в области применения фазокодоманипулированных сигналов и совместного измерения временного и частотного сдвигов на базе современных вычислительных платформ. Сформулирована научная проблема, определены цели и задачи исследования, её объект и предмет, методическая база, научная новизна и практическое значение, определены положения, выносимые на защиту.

В **первой главе** диссертационной работы приведена оценка влияния эффекта Доплера на качество частотно-временного анализа фазокодоманипулированных сигналов. В результате численного моделирования и лабораторного эксперимента получена оценка предельного значения влияния деформации принимаемого сигнала, вызванное эффектом Доплера, после

которого становится невозможен корреляционный метод измерения временного сдвига с последующим спектральным анализом.

Во **второй главе** представлено исследование адаптивного метода вычисления взаимной функции корреляции между многокомпонентным принимаемым и излучаемым сигналами. Приведены результаты численного моделирования корреляционного метода измерения временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера. Рассмотрен возможный способ генерации и последетекторной обработки сигналов в точке приёма с многолучевым распространением сигнала от источника излучения. Рассмотрен способ вычисления ВФК на ПЛИС. Показан подход проектирования коррелятора без умножителей. Описан алгоритм работы, функциональная и структурная схемы корреляционного измерителя, в котором управление, синхронизация, формирование опорного и последетекторная обработка принимаемого сигналов реализованы на ПЛИС. Приведены результаты экспериментального исследования корреляционного измерителя временной задержки.

В **третьей главе** диссертации рассматриваются подходы к решению проблемы неоднозначности определения временной задержки непрерывно принимаемого ФКМ-сигнала при задержках, превышающих период опорного сигнала. В частности, предлагается метод устранения неоднозначности с применением комбинированного метода кодирования излучаемого сигнала. Представлена аппаратная реализация метода.

В **четвёртой главе** диссертационной работы предложен механизм измерения частотного сдвига, заключающийся в вычислении быстрого преобразования Фурье, усредненных по периоду значений функции корреляции. Выполнено численное моделирование, предлагаемого метода. Дана оценка точности и помехозащищенности предлагаемого метода. Предложен подход к реализации БПФ на базе ПЛИС, эффективный с точки зрения использования вычислительных ресурсов.

В **заключении** приводятся основные результаты и выводы, сформулированные в процессе выполнения диссертации.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕПРЕРЫВНОГО ФКМ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ДОПЛЕРОВСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ

В главе приведена оценка влияния эффекта Доплера на качество частотно-временного анализа сложных широкополосных сигналов. В результате численного моделирования и лабораторного эксперимента получена оценка предельного значения влияния деформации принимаемого сигнала, вызванное эффектом Доплера, после которого становится невозможен корреляционный метод измерения временного сдвига с последующим спектральным анализом. Основные результаты главы опубликованы в работах [89,90].

1.1 Анализ взаимной функции неопределённости ФКМ сигнала в присутствии доплеровской деформации

Применение сложных сигналов $s(t)$ в задачах локации позволяет решать задачу точного измерения скорости и высокого разрешения по дальности с увеличением дальности обнаружения и различения целей при ограничениях на пиковую мощность передатчика. Свойства таких сигналов хорошо описываются функцией неопределённости (ВФН) $R(v, \tau)$ [3]. Функция неопределённости представляет свёртку сигнала $s(t)$ со своей комплексно-сопряжённой копией s^* , сдвинутой по времени и частоте, где сдвиг по времени обусловлен задержкой сигнала на распространение, а сдвиг по частоте отображает влияние эффекта Доплера за счёт относительного радиального движения объекта локации. Применение функции неопределённости даёт возможность выделения с наиболее высокой точностью полезной составляющей из поступающего на вход приёмного устройства сигнала в присутствии помех от сторонних источников и шумов, поскольку в основу работы положена оптимальная процедура корреляционной обработки как по сдвиговому времени, так и по сдвиговой

частоте [29]. В точке приёма принимаемый сигнал можно выделить путём вычисления взаимной функции неопределённости:

$$R(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (1.1)$$

где ν – сдвиговая частота, а τ – временная задержка. Однако при реализации локационных систем со сложными сигналами необходимо искать компромисс между требуемой точностью измерения параметров сигнала, быстродействием системы и ее физическим размером. В реальных условиях бесконечные пределы интегрирования заменяются интегрированием по времени существования сигнала.

В данной работе в качестве зондирующего сигнала выбран ФКМ сигнал, ввиду его высоких показателей помехозащищенности и точности обнаружения за счет большой степени сжатия при корреляционной обработке [24-34]. Закон модуляции зондирующих ФКМ сигналов задается псевдослучайной последовательностью (М-последовательностью). Выбор закона модуляции обусловлен свойствами автокорреляционной функции (АКФ) непрерывной М-последовательности – АКФ непрерывной периодической М-последовательности не имеет боковых лепестков, что позволяет получить наибольшее отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства [84]. Под периодом ФКМ сигнала понимается интервал во времени или дискретных отсчетах, на котором повторяется закон модуляции. В работах [85-88] исследовались свойства М-последовательностей и их применение для различных навигационных систем. Такой закон модуляции приемлем для систем ближней локации, в которых задержка отраженного сигнала не превышает длительности периода зондирования T , определяемого числом дискретов (длиной) L М-последовательности. Расширение зоны обзора за счет увеличения длины ПСП L не всегда возможно и требует соответствующей вычислительной мощности, имеющей свои пределы, особенно для систем реального времени. При этом фазоманипулированные посылки могут непрерывно следовать одна за другой

или иметь импульсный характер с паузами между отдельными посылками. Как уже говорилось, непрерывные сигналы отличаются тем, что их взаимно-корреляционная функция имеет минимальный уровень боковых лепестков, а сами сигналы обладают наименьшим пик-фактором. Этим объясняется использование в диссертационной работе непрерывных периодических ФКМ сигналов.

Недостатком локационных систем с непрерывными сигналами является то, что в них появляется «просачивание» мощности передатчика в приемное устройство, в то время как импульсный характер зондирования позволяет применять коммутацию для предотвращения попадания зондирующего сигнала в приемник. Кроме того, имеется ограничение, накладываемое на диапазон измеряемых задержек: максимальное значение измеряемой задержки, не превышает длительности одной ФКМ посылки, т.е. меньше периода T следования сигнала. Выход за пределы этого диапазона приводит к неоднозначности измерений, что требует дополнительных средств для ее устранения, если не касаться систем ближней локации, у которых диапазон измеряемых задержек $\tau < T$.

На первом этапе решим задачу совместного измерения временного τ и частотного ν сдвигов непрерывного фазоманипулированного сигнала (здесь и далее сигналы рассматриваются как аналитические):

$$s_0(t) = S_0(t)e^{j2\pi f_0 t}, \quad (1.2)$$

имеющего несущую частоту f_0 и дискретно-кодированную огибающую:

$$S_0(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - (l + iL)\Delta_t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_0(t - iL\Delta) \quad (1.3)$$

в виде периодически повторяющейся бинарной М-последовательности

$$P_0(t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - l\Delta), \quad (1.4)$$

образованную импульсными символами $A_0(t)$ с длительностью Δ . Правило кодирования задаётся весовыми коэффициентами $W = \{w_l\}$ ($w_l = \pm 1$). Период повторения $T = L \Delta$, где L – длина ПСП, а Δ – квант или длина одного символа ПСП в дискретах Δ_t .

Если сигнал распространяется в неоднородной, содержащей отражающие объекты среде, то в точку приема он приходит в виде многокомпонентного сигнала:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t). \quad (1.5)$$

Число N и свойства составляющих $s_n(t)$ зависят от условий распространения. В отсутствии помех каждая из принимаемых компонент имеет вид:

$$s_n(t) = \tilde{s}_0(\gamma_n(t - \Delta t_n)), \quad (1.6)$$

где знак ' $\sim$ ' над s_0 указывает на возможные искажения в приемо-передающей аппаратуре и на пути распространения, Δt_n ($n=1...N$) – задержка сигнала n -го отражающего объекта, $\gamma = \gamma_n$ – параметр доплеровской деформации ($\gamma=1+\beta$, $\beta=2v/c$), где v – проекция вектора скорости объекта на направление прихода сигнала, c – скорость распространения сигнала от источника. В случае, когда скорость v постоянна, то $\gamma = \text{const}$, форма составляющих принятого сигнала $s(t)$ повторяет форму зондирующего $s_0(t)$ и

$$s_n(t) = s_0(\gamma_n(t - \Delta t_n)).$$

Подстановка (1.2) и (1.3) в (1.6) дает

$$s_n(t) = X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) e^{j2\pi(f_0 t + \Delta f_n t - f_0 \gamma_n \Delta t_n)} \quad (1.7)$$

Здесь $\Delta f_n = f_0 \beta_n$ – частота Доплера,

$$X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_n(\gamma_n(t - l\Delta - \Delta t_n)) \quad (1.8)$$

– модуль комплексной амплитудной огибающей, образованный суммой

$$P_n(\gamma_n t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_n(\gamma_n(t - l\Delta))$$

периодически повторяющихся и задержанных на время Δt_n кодовых последовательностей с соответствующим правилом кодирования (1.4). Эффект Доплера в принятом сигнале имеет двоякое проявление: 1) изменяются длительность символа Δ модулирующей ПСП и период принимаемого сигнала относительно опорного; 2) появляются вариации, обусловленные изменением мгновенной фазы $\Delta\varphi_n$ из-за частотного сдвига Δf_n ($\Delta\varphi_{n1} = 2\pi\Delta f t$) и переменной задержки Δt_n ($\Delta\varphi_{n2} = 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_n$):

$$\Delta\varphi_n = \Delta\varphi_{n1} - \Delta\varphi_{n2}.$$

В общем случае к этому нужно добавить изменения формы квантов ПСП $A(t)$, возникающие в приеме-передающей аппаратуре и в среде распространения. Однако в данной работе влияние формы квантов на результат измерений не рассматривается, а сами импульсные символы ПСП считаются прямоугольными.

Совместно частотный и временной сдвиги можно найти, вычисляя взаимную функцию неопределённости:

$$R(\theta, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \theta) s_0^*(t) e^{-j2\pi\nu t} dt, \quad (1.9)$$

принимаемого $s(t)$ и опорного $s_0(t)$ сигналов, для чего обычно используются цифровые методы вычислений, требующие значительных вычислительных ресурсов, особенно применительно к задачам реального времени. При когерентно-импульсной локации требованию реального времени можно удовлетворить, если цифровую обработку выполнять после синхронного детектирования. Тогда вместо (1.9) дело будем иметь с функцией неопределенности вида:

$$Q(\theta, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t - \theta) S_0^*(t) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (1.10)$$

для комплексных амплитуд принимаемого

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t)$$

содержащего N составляющих —

$$S_n(t) = \kappa_n X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) e^{j2\pi(\Delta f_n t - f_0 \gamma_n \cdot \Delta t_n)}$$

и опорного $S_0(t) = P_0(t)$ сигналов. Последний соответствует одному периоду T модулирующей ПСП. Коэффициент κ_n показывает изменение амплитуды после детектирования. Если ВФН вычислять, используя «скользящее» по сигналу $S(t)$ временное окно с длительностью T , то вместо (1.10) будем иметь

$$Q(\theta, \nu) = \sum_{n=1}^N \int_0^T S_n(t - \theta) S_0^* e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (1.11)$$

Задержка Δt ($\Delta t = \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \dots, \Delta t_N$) сигналов от находящихся в зоне обзора объектов, изменяется от некоторого начального Δt_0 ($\Delta t_{01}, \Delta t_{02}, \Delta t_{03}, \dots, \Delta t_{0N}$) до текущего $\Delta t_0 - \beta t$ ($\beta = \beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_N$) значений. Вследствие этого изменяется мгновенная фаза

$$\Delta \varphi_n = \varphi_n + 2\pi \Delta f_n \gamma_n t,$$

и тогда функцию неопределенности можно представить в виде

$$Q(\theta, \nu) = \sum_{n=1}^N e^{-j(\varphi_n + 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_n)} \times \quad (1.12)$$

$$\times \kappa_n \int_0^T \left[X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) e^{j(2\pi \Delta f_n \gamma_n (\theta - t))} \right] S_0^* e^{j2\pi(\Delta f_n - \nu)t} dt$$

где $\varphi_n = 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_{0n}$. При этом наибольший набег фазы за один период зондирования не превысит

$$\Delta \varphi \cong 2\pi T/T_D \quad (|\Delta \varphi| \ll 2\pi).$$

Вследствие этого интеграл в (1.12) можно вычислять, полагая, что в пределах интегрирования экспоненциальные множители $e^{j(2\pi \Delta f_n \gamma_n (\theta - t))}$ постоянны, а их изменения происходят лишь при изменении сдвигового времени на $\Delta \theta \gg T$. Присутствие в (1.12) начальных фаз φ_n на результат не влияет, поскольку вычисление ведется в режиме непрерывного перемещения сигнала $S(t)$

относительно фиксированных пределов интегрирования $0 \dots T$, и в установившемся режиме (при $\theta \gg T$) можно принять $\varphi_n = 0$.

Метод решения задачи совместной оценки временного и частотного сдвигов при распространении ФКМ сигналов на основе расчета взаимной функции неопределенности позволяет получать оптимальные с точки зрения принципа максимального правдоподобия оценки, но характеризуется высокой вычислительной сложностью. В силу этого, целесообразность и эффективность применения данного метода в многоканальных системах цифровой обработки сигналов зависит от возможности его эффективной реализации.

1.2 Экспериментальное исследование влияния эффекта Доплера на непрерывный фазокодоманипулированный сигнал

Для оценки влияния доплеровской деформации на качество определения временного и частотного сдвигов был выполнен акустический эксперимент с подвижным и неподвижным излучателями и неподвижным приёмником [89]. Схематически пространственное расположение приёмника и излучателей представлено на рис. 1.1. Измерялись временная задержка τ и доплеровский сдвиг ν периодического фазоманипулированного сигнала от подвижного излучателя 2 при его удалении от приёмника 1 от 0.5 м до 1.5 м. Для эксперимента были использованы широкополосные акустические динамики, направленные на приемный широкополосный микрофон с односторонней направленностью, располагающиеся на одной линии. Эксперимент проводился в закрытой лаборатории, содержащей большое количество отражающих объектов за пределами зоны определения временной задержки, определяемой периодом повторения опорной последовательности. Несущее колебание излучаемого сигнала имело частоту $f_0 = 5$ кГц. Для модуляции использовалась периодическая бинарная М-последовательность (ПСП), имевшая количество дискретных временных отсчетов (квантов) $L = 63$, длительность кванта $\Delta = 1.4$ мс была выбрана таким образом, чтобы при перемещении излучателя от начального

выраженной фазовой манипуляции. Однако, последнее устраняется применением синхронного детектора и фильтра нижних частот.

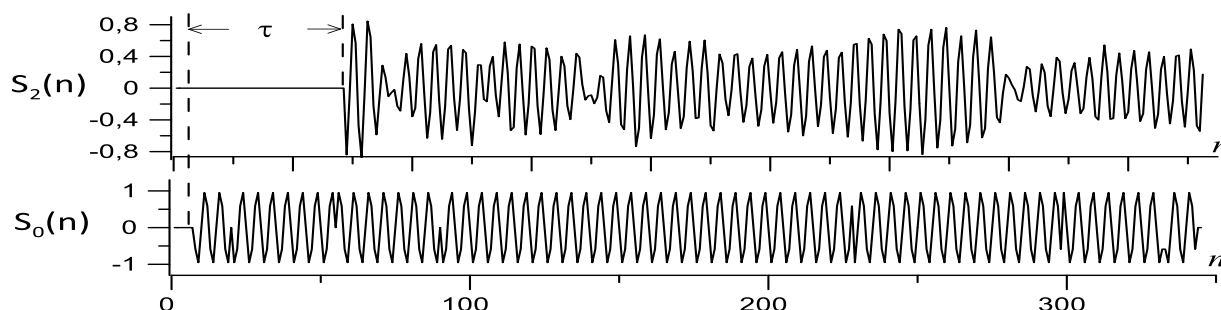


Рисунок 1.2. Фрагменты излучённого опорного $S_0(t)$ и принятого $S_2(t)$ сигналов по оси ординат амплитуда сигналов в относительных единицах, n – дискретное время

Оба излучателя работали одновременно. От каждого из источников были приняты и обработаны 7 периодов. Излучение и прием сигналов выполнялось одновременно в непрерывном режиме. Полученные распределения тел неопределенности – квадратов модуля ВФН $|R(t, \nu)|^2$ – в яркостном изображении, отражающем зависимость функции неопределенности от частотного Δf и временного Δt сдвигов, представлены на рис. 1.3. Пиковые значения ВФН соответствуют малоразмерным зачернённым областям 1-7 для подвижного излучателя и областями $a-g$ – для неподвижного. По оси абсцисс отложены значения измеренной временной задержки в каждом из принятых периодов от неподвижного излучателя. В полученном частотно-временном распределении явно выражена последовательность максимумов тела неопределенности, что позволяет по положению этих максимумов получать информацию о пространственном положении и скорости излучателя. Отчётливо видны частотно сдвиги пиковых значений 1-7 относительно пиковых значений $a-g$, а также уширение тел неопределенности 1-7 по сдвиговой частоте для сигнала от подвижного источника. Практически не заметно уширение максимумов 1-7 по сдвиговому времени.

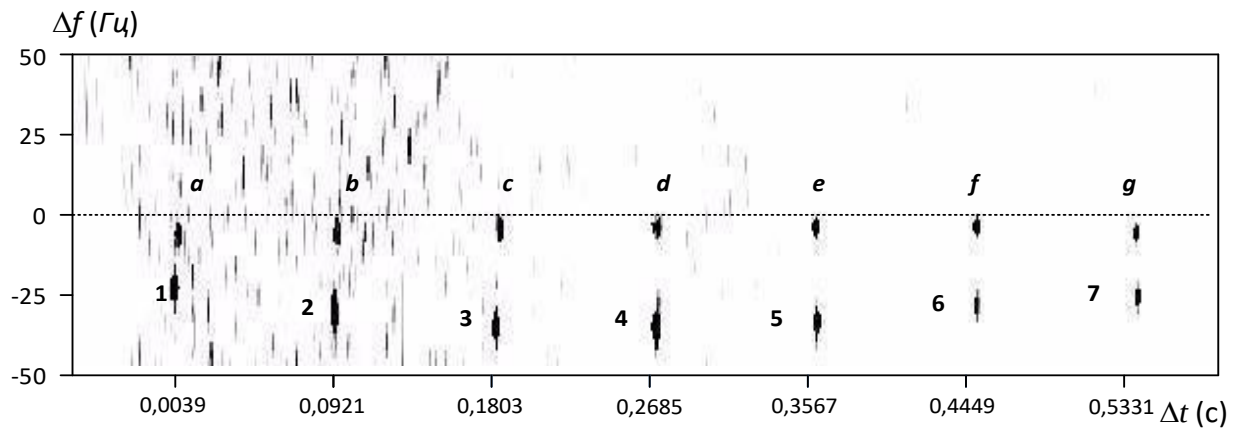


Рисунок 1.3. Яркое изображение квадрата модуля ВФН сигналов от подвижного (1-7) и неподвижного (a-g) излучателей на плоскости

Несмотря на значительные искажения принимаемого сигнала (рис. 2) вычисление функции неопределенности позволяет определить значения временной задержки τ и сдвига по частоте ν по максимумам тела неопределенности (таблица 1.1). В таблице 1.1 также приведены полученные расчетным путем расстояния от подвижного излучателя l до приемника, а также скорость подвижного излучателя v . Временная задержка от неподвижного излучателя составила 3,87 мс.

Таблица 1.1

№ периода	τ , мс	l , м	ν , Гц	v , м/с
1	1,92	0,63	-19	1,254
2	2,60	0,85	-22	1,452
3	3,37	1,11	-24	1,584
4	4,07	1,34	-25	1,650
5	4,48	1,47	-24	1,584
6	4,52	1,49	-22	1,452
7	4,64	1,53	-21	1,386

Более детально отмеченные эффекты поясняет рис. 1.4, на котором представлены распределения $|R(\tau = \tau_i, \nu)|^2$ ($i = 1, 2, \dots, 7$) по сдвиговой частоте ν для

фиксированных соответствующих максимумам 1-7 (рис. 1.4б-з) значений задержки $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_7$. На рис. 1.4а показан частотный профиль квадрата модуля ВФН сигнала от неподвижного источника. То, что изображённые на рисунке пиковые значения имеют тенденцию к уменьшению, обусловлено с одной стороны увеличением расстояния до точки приема, а с другой – особенностями вычисления преобразования Фурье. Пределы интегрирования в (1.11) задавались прямоугольным временным окном T_w , длительность которого не превышала длительности периода сигнала $S(t)$. При изменении τ от τ_1 до τ_7 наступало время, когда в окно анализа попадала лишь часть сигнала. Тем самым уменьшался вклад сигнала в область интегрирования, и это уменьшение увеличивалось по мере роста τ .

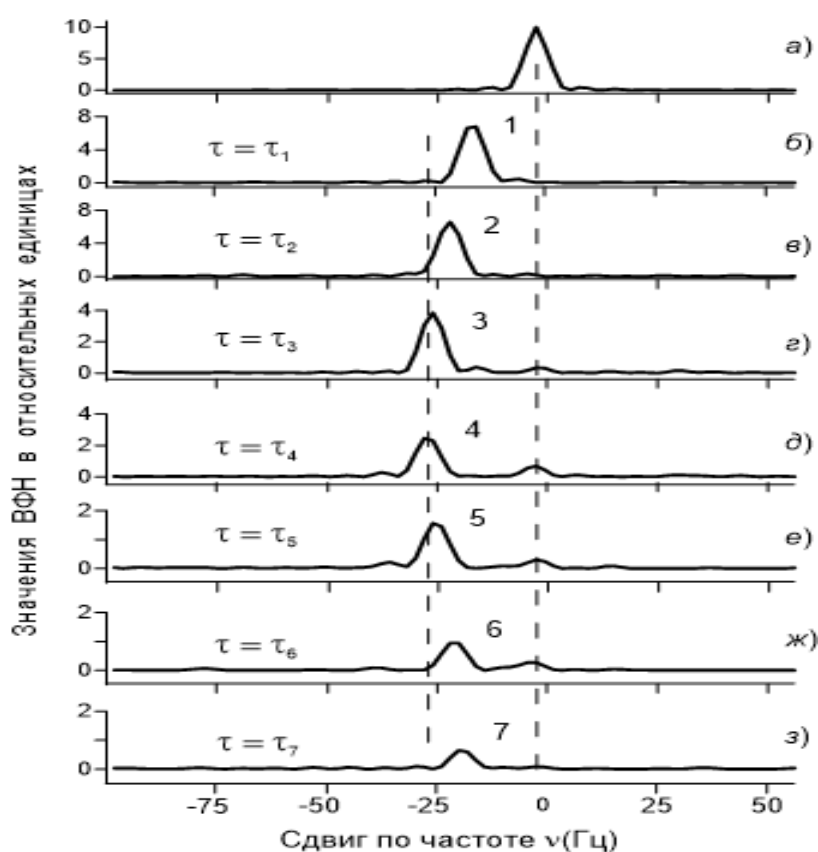


Рисунок 1.4. Распределения $|R(\tau, \nu)|^2$ по частоте для $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_7$.

На рис. 1.5 представлен результат измерения временного положения и частотного сдвига сигнала в зависимости от расстояния до подвижного

излучателя. Отчетливо выражены особенности движения излучателя, в частности, переход от ускоренного движения в начале к замедленному после достижения максимальной радиальной скорости.

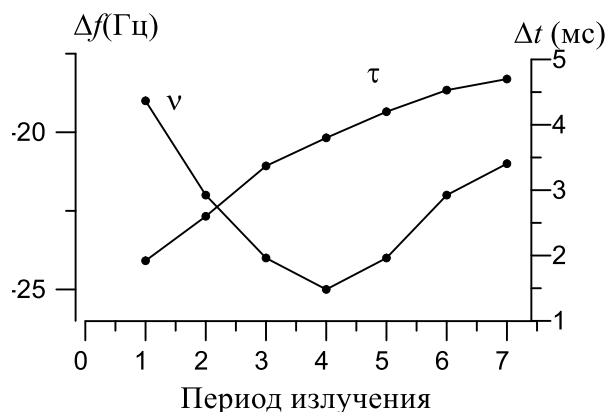


Рисунок 1.5. Измеренные значения τ и v .

Условия эксперимента были такими, что отношение скорости подвижного излучателя к скорости распространения сигнала достигало величины $v/c \approx 0.005$. Эта достаточно большая величина особенно, если отнести её к гидро- или радиолокации. При $v/c \approx 0.005$ период сигнала от подвижного излучателя увеличивался на $\Delta T \approx \Delta/3$ — на 1/3 часть длительности кванта модулирующей ПСП. Таким образом, в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции ΔT не превышает длительности кванта Δ модулирующей последовательности, измерение временного положения τ возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности кванта Δ , а частотного сдвига — с точностью $\Delta v \approx 1/T$, определяемой периодом опорного сигнала T с минимальным шагом по v , зависящим от размера окна интегрирования и равным $1/T_w$.

Анализ полученных в акустическом эксперименте данных показал также, что наличие искажений импульсов, образующих кодовую последовательность принимаемого сигнала $S(t)$, не являются принципиально значимыми для измерения частотно-временного сдвига, тем более что такие искажения или, по крайней мере, часть из них можно предотвратить, применяя соответствующие

технические решения. К таковым можно отнести, например, увеличение длины кодовой последовательности, применение широкополосных антенн и корректирующих фильтров.

Что касается задачи определения временной задержки, то для её решения важно вызываемое эффектом Доплера изменение временного масштаба, приводящее к деформации модулирующей кодовой последовательности.

1.3 Исследование влияния эффекта масштабируемости на измерение временной задержки непрерывного ФКМ сигнала

Влияние эффекта деформации модулирующей кодовой последовательности на измеряемую временную задержку было рассмотрено при вычислении функции корреляции принимаемого ФКМ сигнала. Исследовалось на сколько сильным может быть изменение длительности кванта и периода принимаемого сигнала в целом до процесса раскорреляции с опорным сигналом, после чего становится невозможным применение спектрально-временного анализа, основанного на вычислении функции неопределенности. В качестве опорного сигнала $S_0(n)$ была взята ПСП, имевшая длину $L = 31$, длительность кванта $\Delta = 5\Delta_t$, а Δ_t – длительность периода дискретизации и период $T = L \cdot \Delta = 155$. Принимаемый сигнал был взят в виде (1.7) с одной компонентой. Изменяемым параметром являлась γ и принимала различные значения до потери корреляции между принимаемым и опорным сигналами.

Моделировалась ситуация, когда источник сигнала двигался в сторону приёмника. Возможные помехи в расчёт не принимались. Результат представлен на рис. 1.6. Из-за движения источника сигнала период принимаемого сигнала T_c стал меньше, снизилось значение максимума и повысился уровень боковых лепестков ВФК. Кроме того, при $v \neq 0$ от периода к периоду T происходит смещение максимумов ВФК по сдвиговому времени τ . На рис. 1.6 такому смещению соответствует изменение задержки сигнала на величину $\delta\tau$.

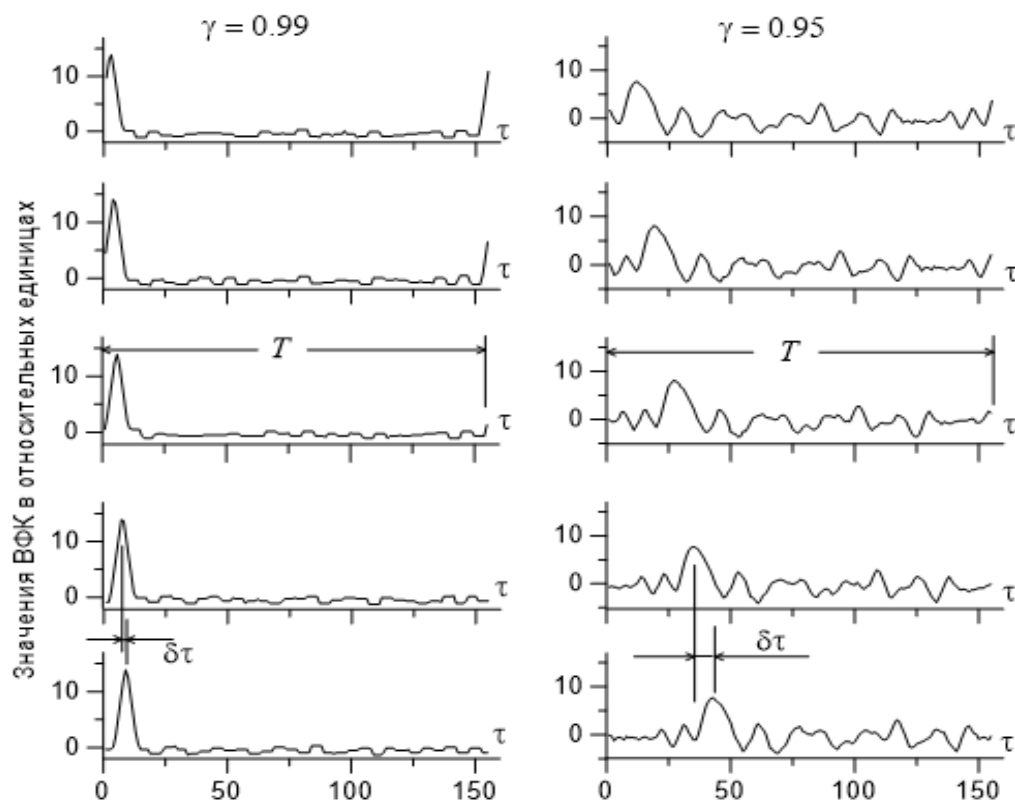


Рисунок 1.6. ВФК для 5-ти периодов опорного сигнала ($\gamma = 0.99$ и $\gamma = 0.95$)

В таблице 1.2 приведены полученные в результате моделирования зависимости параметров результатов работы корреляционного измерителя от параметра доплеровской деформации. К

Таблица 1.2

γ	$\delta\tau$ за 1 период в дискретах	Амплитуда основного максимума ВФК, $K_{\max}$	Изменение амплитуды относительно $\gamma=1$, дБ	Ширина максимума ВФК по уровню 0,7 от ширины максимума при $\gamma=1$, дБ
1	0	15,5	0	0
0,99	1,5	14	- 0,8841	- 1,6
0,98	3	12,7	- 1,7306	- 2,85
0,97	4,65	11	- 2,9788	- 3,9526
0,96	6,5	9,6	- 4,1612	- 5,0067
0,95	7,75	8,1	- 5,6369	- 7,5055

При дальнейшем уменьшении γ становится невозможным выделение основного максимума функции корреляции так как отношение амплитуды

основного максимума ВФК к уровню боковых лепестков на выходе коррелятора становится близкой к нулю, то есть происходит раскорреляция (рисунок 1.7).

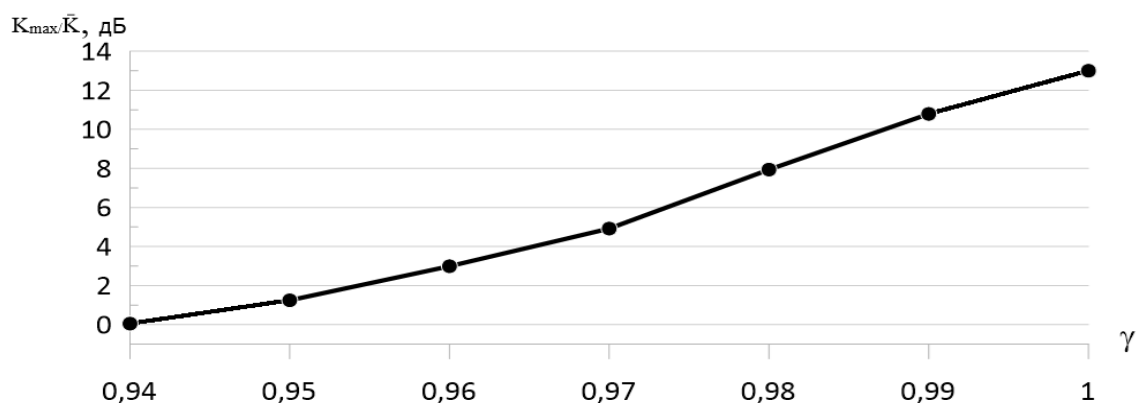


Рисунок 1.7. Отношение максимума ВФК к уровню боковых лепестков на выходе коррелятора от параметра доплеровской деформации

Подвижность источника сигнала не была столь высокой, чтобы вызвать потерю корреляции между принимаемым и опорным сигналами, поэтому максимумы ВФК остались выраженными. Положение максимумов, их амплитуда и ширина стали зависимыми от скорости источника v . При малой скорости v ширина максимумов ВФК близка к длительности кванта исходной ПСП. На рис. 1.6 этому случаю соответствуют распределения ВФК в пяти следующих один за другим периодах T , полученные для $\gamma = 0.99$ и $\delta\tau \approx \Delta$. С ростом v величина максимумов снижается, они становятся шире и повышается уровень боковых лепестков. На это показывают распределения ВФК для $\gamma = 0.95$: значительно (примерно в 5 раз) расширились максимумы ВФК, почти в 2 раза уменьшилась величина основных максимумов и увеличилась амплитуда побочных, повысился шаг приращения временной задержки $\delta\tau$.

Объясняется это тем, что доплеровская деформация, изменяя длительность периода принимаемого сигнала, уменьшает вклад в пиковые значения ВФК его коррелирующих (перекрывающихся во времени) с опорным сигналом фазокодированных отрезков. При этом оставшаяся (неперекрывающаяся) часть имеет характер случайного процесса с нулевым средним значением и не дает вклада в

пиковое значение, но из-за нее увеличивается уровень боковых лепестков, который тем больше, чем больше доплеровская деформация.

Отмеченные эффекты имеют место как при движении излучателя в сторону приёмника, так и при его удалении с той разницей, что при удалении период принимаемого сигнала становится больше периода опорного ($T_c > T$).

1.4 Выводы

По результатам, приведенным в первой главе, были сделаны следующие выводы:

1. В лабораторном эксперименте показано, что в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции не превышает длительности кванта модулирующей ПСП, измерение временного положения возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности кванта ПСП, а частотного сдвига – с точностью, определяемой периодом опорного сигнала.

2. Влияния эффекта Доплера вместе с изменением периода сигнала оказывает влияние на боковые лепестки ВФК, уровень которых возрастает при увеличении скорости.

3. При доплеровской деформации в диапазоне от 0,95 до 1,05 корреляционным методом можно с достаточной точностью измерять временную задержку непрерывного периодического фазоманипулированного по псевдослучайному закону сигнала в присутствии помех.

4. Измерение частотного сдвига, в основе которого лежит вычисление взаимной функции неопределенности, можно выполнять путем последующего анализа зависимости параметров взаимной функции корреляции от сдвигового времени. Основанием для этого служит то, что при измерении временного сдвига одновременно можно определить не только вариации периода принимаемого сигнала, но и связанные с доплеровской деформацией изменения параметров ВФК в зависимости от сдвигового времени.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ФКМ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА

В главе представлено исследование адаптивного метода вычисления взаимной функции корреляции между многокомпонентным принимаемым и излучаемым сигналами. Приведены результаты численного моделирования корреляционного метода измерения временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера. Рассмотрен возможный способ генерации и последетекторной обработки сигналов в точке приёма с многолучевым распространением сигнала от источника излучения. Рассмотрен способ вычисления ВФК на ПЛИС. Показан подход проектирования коррелятора без умножителей. Описан алгоритм работы, функциональная и структурная схемы корреляционного измерителя, в котором управление, синхронизация, формирование опорного и последетекторная обработка принимаемых сигналов реализованы на ПЛИС. Приведены результаты экспериментального исследования корреляционного измерителя временной задержки. Основные результаты главы опубликованы в работах [94, 96, 97, 98, 100, 108].

2.1 Анализ алгоритмов измерения временной задержки ФКМ сигналов

В подразделе проводится анализ адаптивного алгоритма измерения временной задержки на базе КИХ-фильтров по методу наименьших квадратов. Приводятся результаты моделирования измерения временной задержки с помощью вычисления функции взаимной корреляции.

2.1.1 Анализ адаптивной системы измерения временной задержки

Интерес представляет решение задачи различения сигналов, отраженных от близко расположенных объектов [91,92]. С точки зрения широкополосного зондирования задачу можно сформулировать, как определение временных

сдвигов в многокомпонентном сигнале, составленном из одинаковых по форме, но сдвинутых во времени, с модуляцией фазы по псевдослучайному закону, сигналов. Эта задача соответствует последетекторной обработке сигнала, принимаемого на фоне белого гауссова шума. Временную задержку возможно измерять по распределению весовых коэффициентов адаптивного КИХ фильтра – фильтра с конечной импульсной характеристикой $W = (w_1, w_2, w_3, \dots, w_N)$. Одним из направлений современных систем ближней локации является адаптивный метод обработки, позволяющий получать значения корреляционной функции. Поставленная задача решалась посредством математического моделирования с привлечением известного адаптивного метода фильтровой обработки – метода наименьших квадратов (МНК) [93].

Рассматривается случай, когда несущее колебание излучаемого сигнала $S(t)$ промодулировано периодически повторяющейся ПСП. Период следования посылок определяется периодом одной ПСП $T = L \cdot \Delta$, где L – количество квантов в одном периоде ПСП, а Δ – длительность одного кванта, или в безразмерном (цифровом) представлении числом отсчётов $N = L \cdot \Delta$, где $\Delta = n \Delta_t$ ($n \Delta_t$ число дискретов в одном кванте ПСП).

Принимаемый сигнал после детектирования (рис. 2.1) поступает в блок цифровой обработки, выполняющий адаптивную обработку с опорным сигналом s_0 , повторяющим закон модуляции передаваемого сигнала. Значения τ определяются по распределению весовых коэффициентов $W = (w_1, w_2, w_3, \dots, w_N)$ трансверсального адаптивного фильтра Φ , регулируемого в соответствии с рассогласованием $e = s_0 - y$ между опорным сигналом s_0 и сигналом y на выходе фильтра [94].

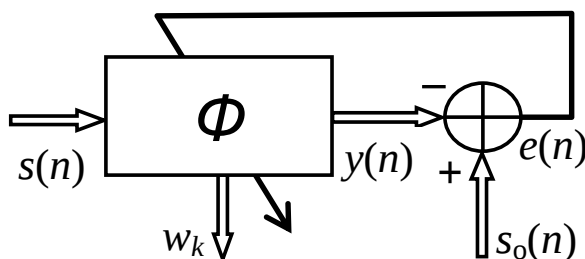


Рисунок 2.1. Алгоритм адаптивной обработки

Число весовых коэффициентов в W определяется длительностью одной ПСП, т.е. $N = L \cdot \Delta$. В основу механизма адаптации положен МНК, когда отклик фильтра на сигнал $S(t)$ находится посредством свёртки (2.1) с весовыми коэффициентами w_k (k – номер весового коэффициента), значения которых корректируются итерационным процессом (2.2) с коэффициентом регулирования μ [93,95]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k S(n-k); \quad (2.1)$$

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu e(n) S_0(n-k), \quad (2.2)$$

$$\text{где } e(n) = S_0(n) - y(n).$$

Механизм измерений поясняют рис. 2.2 и рис. 2.3. На рис. 2.3 представлен результат численного моделирования в предположении, что излучается сигнал с фазовой манипуляцией, задаваемой псевдослучайной импульсной последовательностью, а в приёмник поступает сигнал $S(n)$ (n – дискретное время), образованный тремя одинаковыми по форме, разными по амплитуде ($A_1=1$, $A_2=0.7$ и $A_3=0.6$) и имеющими разные временными задержки ($\tau_1=10$, $\tau_2=20$ и $\tau_3=15$) составляющими $x_1(n)$, $x_2(n)$ и $x_3(n)$ (рис. 5а-в) в присутствии шума $r(n)$: $S = x_1 + x_2 + x_3 + r$ (рис. 6з). Таким состав сигнала S может быть в условиях многолучёвого распространения – в данном случае по трём путям. Дисперсия шума равнялась наибольшей из амплитуд A_1 , A_2 и A_3 . Модулирующая ПСП имела длину $L=31$. Длительность одного кванта ПСП $\Delta = 1$.

Величина Δ имеет важное значение для технической реализации измерителя, поскольку от неё зависит число $N = L \cdot \Delta$ регулируемых коэффициентов w_k и точность измерения τ . Повышение N приводит к росту необходимых вычислительных ресурсов и к увеличению времени обработки. При малых Δ требуется высокая степень синхронизации частоты дискретизации принимаемого сигнала с модулирующей ПСП, и эти требования понижаются с

увеличением Δ . Вытекающие отсюда противоречивые требования к N необходимо учитывать при создании конкретных измерительных систем.

На рис. 2.3 показаны распределения весовых коэффициентов w_k при $\Delta = 1$ (рис. 2.3а) и $\Delta = 5$ (рис. 2.3б,в). Рисунки 2.3б,в показывают изменения в характере распределений w_k при разных временах адаптации: рис. 2.3б – незадолго до истечения переходного процесса, рис. 2.3в – в установившемся режиме. Отсюда следует, что описываемый метод измерения τ работоспособен в условиях, когда временная задержка меняется во времени.

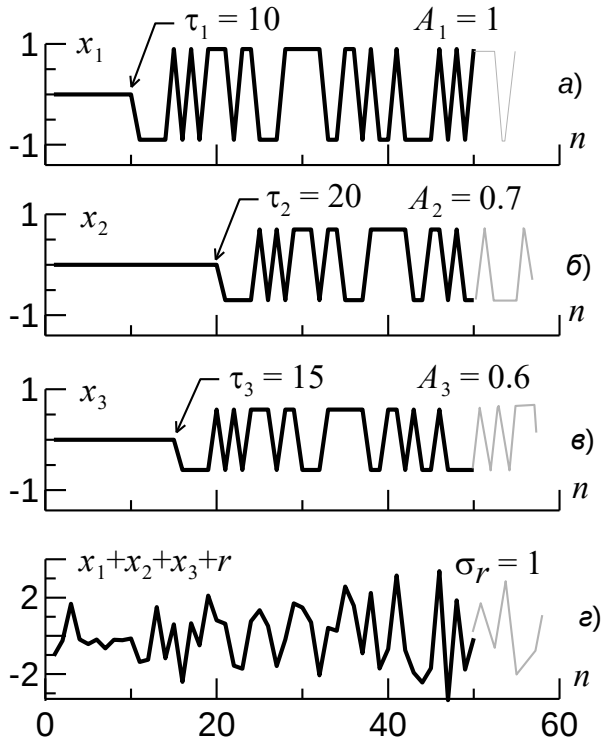


Рисунок 2.2. Составляющие сигнала с различными задержками (а-в). Смесь всех составляющих и шума (г)

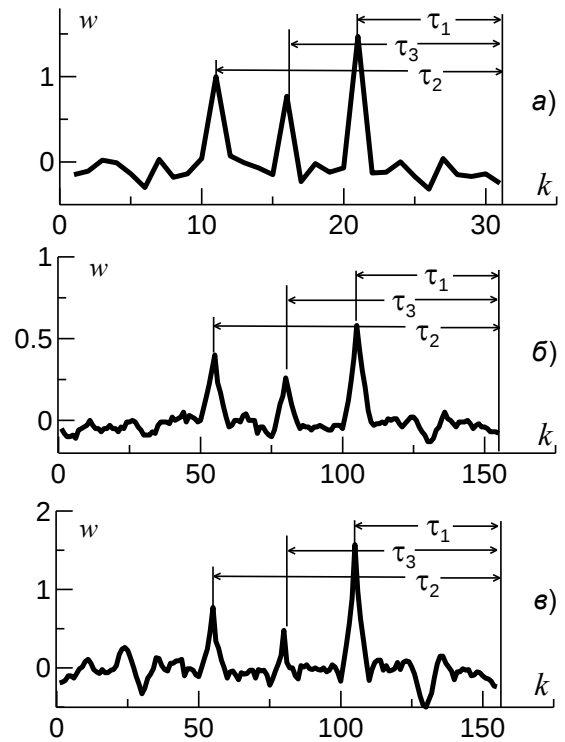


Рисунок 2.3. Распределение весовых коэффициентов ВФК: при $\Delta = 1$ (а), $\Delta = 5$ до установившегося режима (б), $\Delta = 5$ после установившегося режима (в)

По сути, описываемый выражениями (2.1) и (2.2) алгоритм МНК является разновидностью алгоритмов градиентного спуска – спуска к оптимальному $W_0 = (w_{01}, w_{02}, w_{03}, \dots, w_{0N})$ распределению весовых коэффициентов. Скорость спуска определяется градиентом dW/dt , или конечными разностями

$$d_k(n) = w_k(n+1) - w_k(n) = \mu e(n)S_0(n-k). \quad (2.3)$$

Из (2.3) следует, что градиент, а, следовательно, и скорость спуска зависит от ошибки $e = s_0 - y$, от величины опорного сигнала s_0 и от коэффициента регулирования μ . Градиент dW/dt максимален на начальной стадии адаптации, когда разность e между полезными составляющими сигнала максимальна, и тем больше, чем больше значение коэффициента регулирования μ и величина опорного сигнала S_0 . Поэтому для уменьшения времени перехода в установившийся режим желательно увеличивать и μ , и S_0 . Но при этом фильтр может стать неустойчивым, что накладывает ограничения на μ и S_0 .

Кроме того, при выборе μ и S_0 необходимо учитывать изменение энергетических, спектральных и временных характеристик сигнала во времени. Время изменения параметров сигнала во времени не должно быть меньше, чем время адаптации T_{adapt} фильтра. В этом случае ошибка фильтрации будем близка к минимальной. Однако при измерении временной задержки τ нет необходимости решать задачу фильтрации (задачу выделения полезных составляющих сигнала), поскольку τ можно определить уже на начальной стадии процесса адаптации, когда рассогласование между принимаемым и опорным сигналами наибольшее. В этом случае более значимы корреляционные свойства опорного и принимаемого сигналов и меньше влияние помехи. Это подтверждает результат численного моделирования (рис. 2.3). На начальной стадии адаптации (рис. 2.3а) максимумы в распределении весовых коэффициентов на фоне помех выражены более чётко, чем на конечной (рис. 2.3б), когда действие помехи изменило значения максимумов в распределении W и увеличило вклад шумовой составляющей. Это связано с тем, что в начале процесса адаптации уровень опорного сигнала $S_0(n)$ значительно превосходит результат фильтрации $y(n)$ ($|y(n)| \ll |S_0(n)|$) и ошибка $e(n)$ определяется в основном опорным сигналом.

В таком случае нет необходимости вести обработку сигнала добиваясь выхода адаптивного фильтра в установившийся режим, а коррекцию весовых коэффициентов по рассогласованию между принимаемым $S(n)$ и опорным $S_0(n)$

сигналами, заменить коррекцией по их взаимной корреляции. Иначе говоря, заменить (2.2) на выражение

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu S(n)S_0(n-k). \quad (2.4)$$

К тому же из (2.4) можно исключить коэффициент μ , изменив соответствующим образом величину опорного и/или величину (коэффициент усиления) принимаемого сигнала. При этом в качестве опорного сигнала $s_0(n)$ можно взять ПСП в двоичном $\{0, 1\}$ представлении, что позволяет вычислять значения функции корреляции без операций умножения и снижает требования к ресурсам ПЛИС, о чем будет сказано дальше. Это позволяет говорить о работе измерителя в реальном масштабе времени.

Полагаем, что сигнал не коррелирован с помехой. В этом случае характер распределения w весовых коэффициентов и результирующее отношение сигнал/шум не будут зависеть от времени накопления. От времени накопления будет зависеть только масштаб распределения w , а отношение сигнал/шум останется неизменным.

Временную задержку можно определить уже на начальной стадии процесса адаптации. В этом случае более значимыми становятся корреляционные свойства принимаемого и опорного сигналов, что дает возможность перехода к корреляционной обработке. Это значительно уменьшает сложность измерителя и сокращает требуемое время на измерение.

Таким образом, вычисление (2.2) сводится к корреляционной обработке – к вычислению взаимной корреляционной функции с опорной двоичной ПСП.

2.1.2 Численное моделирование корреляционного измерителя временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера

В данном подразделе рассматриваются особенности работы измерителя временной задержки τ в режиме, когда излучаемый сигнал является неразрывной последовательностью ФМ посылок, длительность которых T зависит от длительности одной модулирующей ПСП. Сложность работы в таком

режиме заключается в том, что излучаемый передатчиком сигнал может проникать на вход приёмника. Стандартный приём коммутации на одну антенну приём/передача здесь не применим. Поэтому в радиолокации попадание мощности передатчика в приёмник предотвращается в антенно-фидерном тракте, например, с помощью циркуляторов. В акустической локации такую развязку осуществить сложно. Есть ещё одна сложность, состоящая в неоднозначности результата измерения при задержках, превышающих длительность одного кадра, т.е. при $\tau > T$. Вопросы, связанные с неоднозначностью измерений рассмотрены в 3 главе.

Время-частотный сдвиг определяется по положению пиковых значений тела неопределенности $|Q(\theta, \nu)|$, сосредоточенных в малых областях $\Delta\theta < \Delta$ и $\Delta\nu \ll 1/T$ вблизи $\theta = \tau + kT_c$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) и сдвиговой частоты $\nu = \Delta f$ ($\Delta f = \Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3, \dots, \Delta f_{N_i}$) на плоскости (θ, ν) . При этом измеряемая задержка τ соответствует пиковым значениям распределения $Q(\theta, \nu)$ в его сечении плоскостями $\nu = \Delta f_i$, т.е. максимумам модуля $|Q(\theta, \nu = \Delta f_i)|$. Если доплеровские частоты $\Delta f_i \ll 1/T$, то определение τ можно свести к вычислению ВФК, которая представляет собой сумму взаимных функций корреляции:

$$K(\theta) = \sum_{n=1}^N K_n(\theta) = \sum_{n=1}^N \tilde{\kappa}_n(\theta) \int_0^T X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) S_0^* dt \quad (2.5)$$

для каждой из N составляющих сигнала $S(t)$, с весовыми множителями $\tilde{\kappa}_n(\theta) = \kappa_n e^{j2\pi\Delta f_n \gamma_n \theta}$, где коэффициент κ_n показывает изменение амплитуды после детектирования.

Задержка τ определяется по расположению пиковых значений ВФК относительно верхних границ текущего окна анализа, периодически повторяющихся по времени θ интервалов T .

Для подтверждения выше сказанного было проведено численное моделирование вычисления временной задержки в условии отсутствия влияния эффекта Доплера на принимаемый сигнал, т.е. при отсутствии движения

отражающего объекта. Для модуляции и в качестве опорного сигнала $S_0(t)$ использовалась ПСП, имеющая длину $L = 31$, длительность кванта $\Delta = 5$ и период $T = 155$. Измеряемая задержка τ соответствует положению максимума ВФК относительно верхней границы текущего кадра (пунктирные линии на рис. 2.4), а точность $d\tau$ измерения τ определяется полушириной кванта Δ ($d\tau \approx \Delta/2$). Здесь и далее время измеряется в отсчетах, следующих с частотой дискретизации f_Δ сигнала, а частота – в значениях, отнесенных к f_Δ .

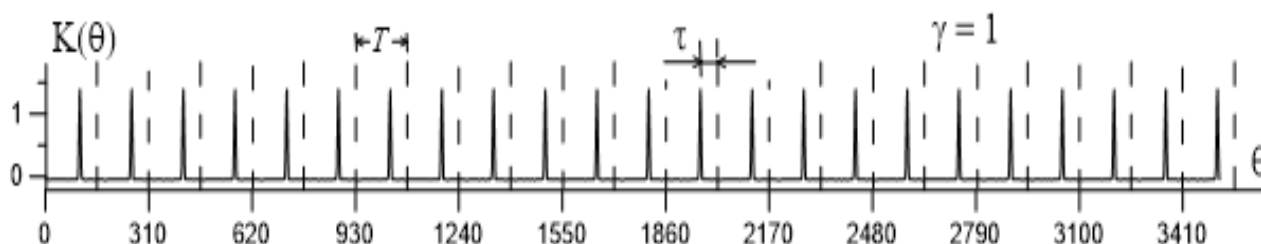


Рисунок 2.4. Распределение по сдвиговому времени ВФК $K(\theta)$

В отсутствии эффекта Доплера, когда $\Delta f = 0$ и при $\tau = const$, ВФК периодична с периодом T . С тем же периодом повторяются главные максимумы $K(\theta)$. Это иллюстрирует рис. 2.4, где показано полученное в результате численного моделирования распределение $K(\theta)$ для однокомпонентного сигнала ($N_i = 1$) на нескольких кадрах (периодах T) времени θ . Возможные помехи в расчет не принимались.

Ниже рассматриваются способ генерации и последетекторной обработки ФКМ сигналов в акусто- и радиолокации в точке приёма канала связи с многолучёвым распространением сигнала от источника излучения. Способ ориентирован на непрерывный режим работы приемо-передающего устройства.

Рассмотрим более детально соответствующий выражению (2.5) корреляционный способ измерения временной задержки. В качестве опорного сигнала возьмём двоичную ПСП, правило кодирования которой задается коэффициентами $W = \{w_i\}$ ($w_i = \pm 1$) (рис. 2.5a). Далее для упрощения обозначения будем понимать под опорным сигналом правило кодирования W .

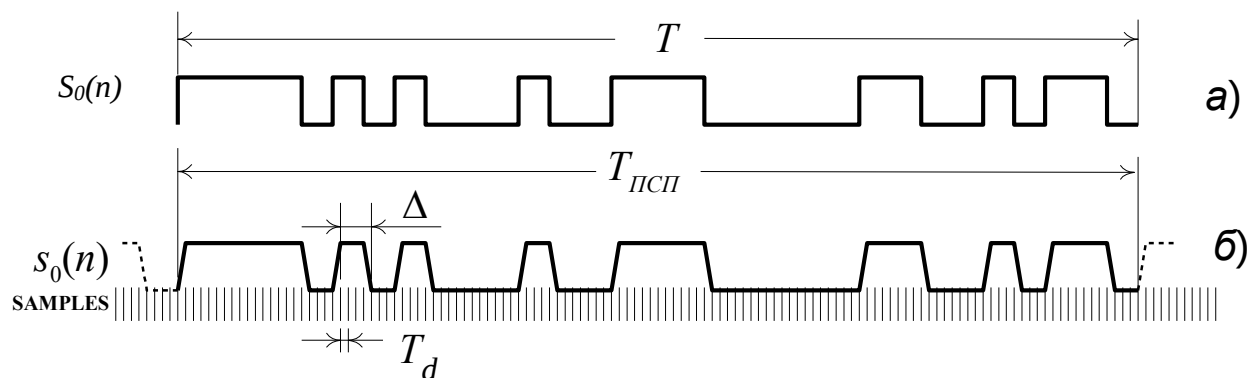


Рисунок 2.5. Опорный сигнал: математическая модель (а) и реальное представление (б)

Будем считать, что сигнал излучается в виде неразрывно повторяющихся псевдослучайных последовательностей с периодом $T = T_{\text{ПСП}}$, где $T_{\text{ПСП}} = L \cdot \Delta$; L – длина ПСП, Δ – длительность одного кванта ПСП. Присутствие пауз между отдельными ФМ посылками, превращает фазоманипулированный сигнал в сигнал с амплитудно-фазовой (АФМ) манипуляцией, из-за чего увеличивается значение пикфактора. Это нежелательно с точки зрения возможности обнаружения такого сигнала посторонним наблюдателем.

В тракт цифровой обработки сигнал $S(t)$ поступает после детектора, имея тот же период повторения $T = L \cdot \Delta$, что и исходная ПСП.

Независимо от того, насколько велика временная задержка τ , ВФК в установившемся режиме будет иметь периодический характер. Это показано на рис. 2.6а,в, где изображена нормированная на максимальное значение K_{max} ВФК. На рис. 2.6а опорная ПСП $W = \pm 1$, а на рис. 2.6в опорная ПСП $W = 0, 1$. При этом боковые лепестки будут наблюдаться лишь на начальной стадии обработки – при обработке первого ПСП кадра до перехода в установившийся режим. Нормирующее значение K_{max} взято равным максимальному значению ВФК со знакопеременным опорным сигналом $W = \pm 1$ (рис. 2.6а). На рис. 2.6б,г показаны результаты вычисления ВФК в присутствии помехи в виде белого гауссова шума с дисперсией σ , равной σ амплитуде сигнала A ($\sigma = A$).

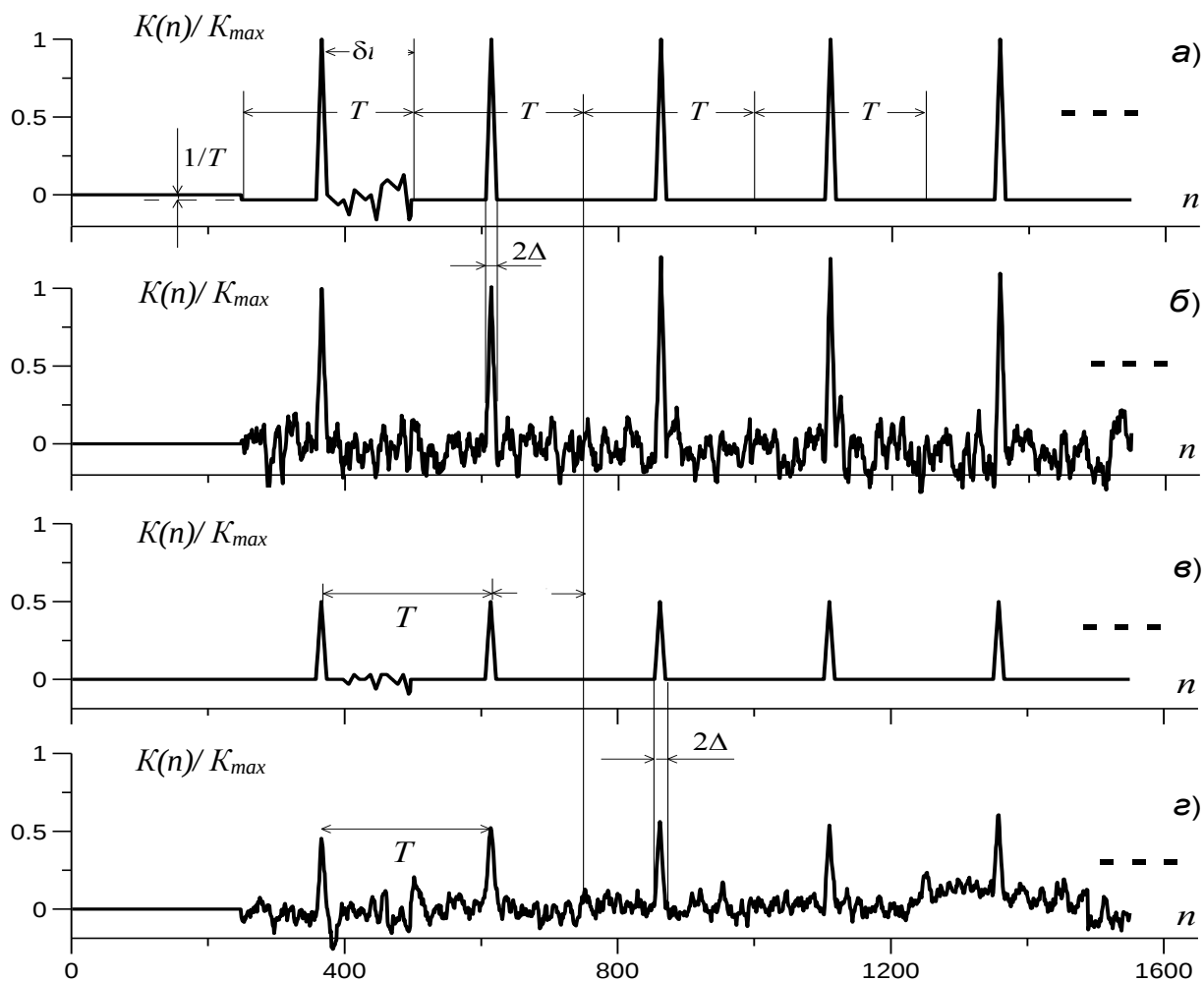


Рисунок 2.6. Нормированные распределения значений ВФК: (а) при двуполярном $\{\pm 1\}$, (в) при однополярном $\{0,1\}$ опорном сигнале в отсутствие помех; (б, г) те же распределения в присутствии помехи

Если временной сдвиг больше длительности ПСП, то, как уже упоминалось выше, будет иметь место неоднозначность в определении τ . Если говорить об акусто- или радиолокации, то однозначность в определении дальности будет при условии, что $\tau < T$, т.е. при условии, что длина пути от передатчика до приёмника $D < c \cdot T$, где c – скорость распространения звуковой или радиоволны. Диапазон однозначно измеряемых временных задержек при непрерывном излучении зависит от длительности кванта Δ и как следствие определяется длиной ПСП L . При необходимости его можно расширить за счёт увеличения длины ПСП L . Но при этом возрастает объём вычислений и требуемый объём памяти. В связи с этим возникает вопрос возможности увеличения диапазона измерения τ при работе с относительно короткими ПСП.

Соответствующий способ расширения диапазона измерения временных задержек будет рассмотрен позже. Пока же будем считать, что диапазон изменения τ не выходит за пределы одного периода T излучаемого сигнала.

При многолучёвом распространении каждому лучу будет соответствовать свой пик ВФК. Это иллюстрирует рис. 2.7, на котором представлен результат обработки трёхлучевого ФКМ сигнала с $N = 31$, $\Delta = 8$, с амплитудами составляющих $A_1 = 1$, $A_2 = 0.7$ и $A_3 = 0.6$ и временными задержками $\tau_1 = 10$, $\tau_2 = 30$ и $\tau_3 = 130$. В качестве опорного сигнала использовались знакопеременная ($W = \pm 1$; рис. 2.7а) и знакопостоянная ($W = 0, 1$; рис. 2.7б) последовательности.

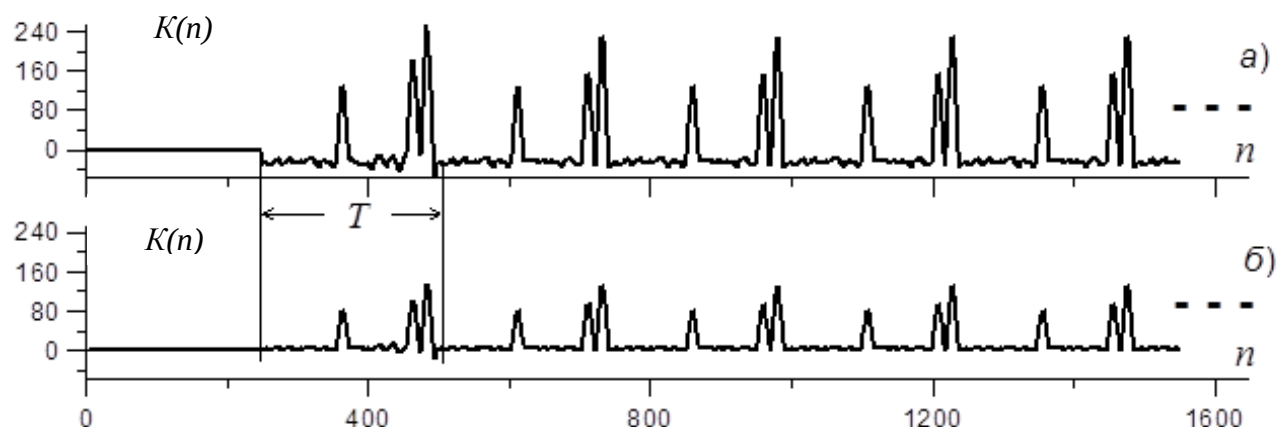


Рисунок 2.7. Распределение значений ВФК сигнала, имеющего 3 составляющие с разными временными задержками $\tau < T$: (а) опорный сигнал $W = \pm 1$; (б) опорный сигнал $W = 0, 1$;

Три полезные составляющие действовали на фоне белого гауссова шума с дисперсией $\sigma = A_1$. Значения взаимной функции корреляции $K(n)$ и амплитуды A_i ($i = 1, 2, 3$) полезных составляющих представлены в условных единицах. Влияние шума на результат обработки тем меньше, чем больше длительность кванта Δ модулирующей ПСП.

2.2 Аппаратно-ориентированная реализация алгоритма вычисления взаимной функции корреляции

Поскольку задержка τ определяется по расположению пиковых значений ВФК относительно верхних границ, периодически повторяющихся по времени интервалов T , то становится возможным отобразить алгоритм вычисления ВФК (2.5) на параллельно работающие процессорные элементы, выполняющие простые циклически повторяющиеся операции накопления под управлением опорного сигнала $S_0(t)$ [96]. Число процессорных элементов зависит от размера окна T , определяемого длиной L и числом приходящихся на один квант опорной ПСП дискретов Δ_t . Реализовать такой вычислитель ВФК можно на одной, обладающей соответствующими ресурсами ПЛИС.

Взаимную функцию корреляции между опорным $W(n)$ и принимаемым $S(n)$ сигналами можно вычислять следующими способами, каждый из которых предполагает распараллеливание операций.

Способ 1:

$$K(j) = \sum_{n=0}^{M-1} W(n)s(n+j) \quad \text{или} \quad K_j = \sum_{n=0}^{M-1} W_n s_{n+j}. \quad (2.6)$$

Здесь M – число отсчётов в опорном сигнале $W(n)$.

В матричном представлении:

$$K_0 = W_0 S_0 + W_1 S_1 + W_2 S_2 + W_3 S_3 + W_4 S_4 + \dots + W_{(M-1)} S_{(M-1)};$$

$$K_1 = W_0 S_1 + W_1 S_2 + W_2 S_3 + W_3 S_4 + W_4 S_5 + \dots + W_{(M-1)} S_M;$$

$$K_2 = W_0 S_2 + W_1 S_3 + W_2 S_4 + W_3 S_5 + W_4 S_6 + \dots + W_{(M-1)} S_{(M+1)};$$

$$K_3 = W_0 S_3 + W_1 S_4 + W_2 S_5 + W_3 S_6 + W_4 S_7 + \dots + W_{(M-1)} S_{(M+2)};$$

... ..

$$K_{M-1} = W_0 S_{(M-1)} + W_1 S_M + W_2 S_{(M+1)} + W_3 S_{(M+2)} + \dots + W_{(M-1)} S_{2(M-1)}.$$

Алгоритм (2.6) отображается на линейный систолический массив процессорных элементов (ПЭ), граф последовательности сигналов в котором представлен на рис. 2.8. Работу алгоритма поясняют 4 кадра, показывающие перемещение данных от одного ПЭ к другому в случае, когда $M = 4$.

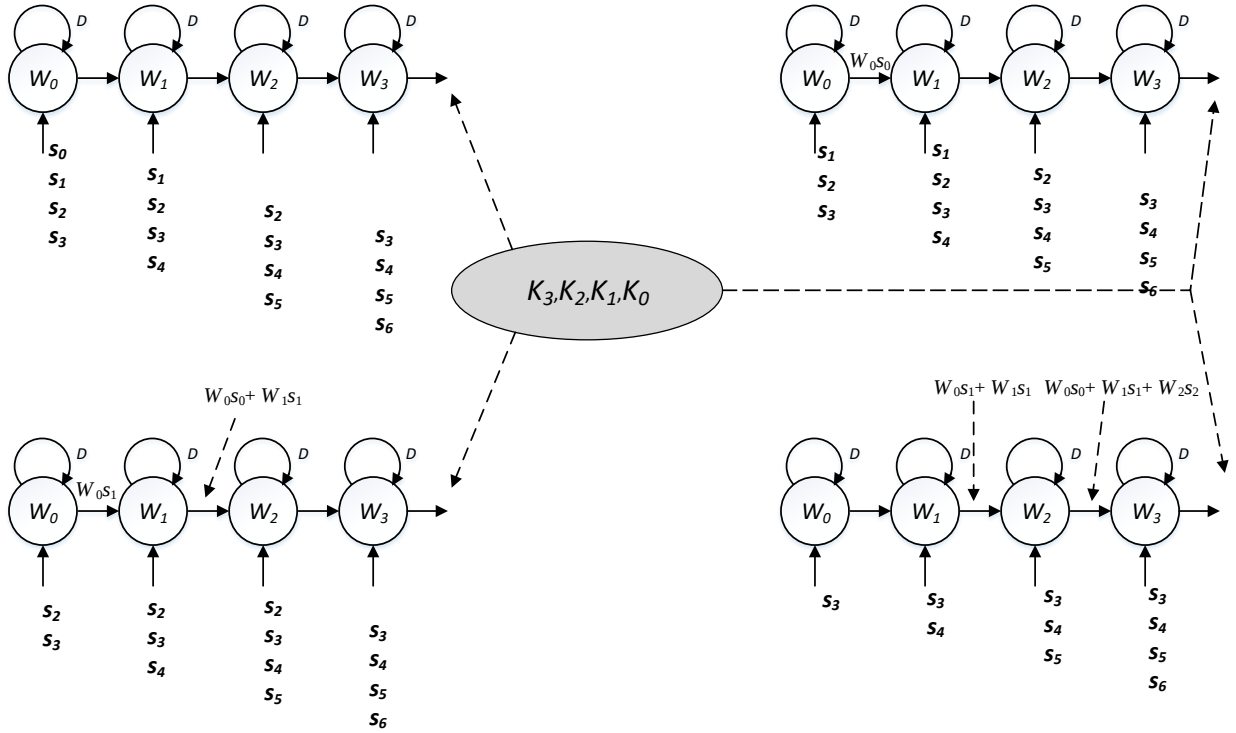


Рисунок 2.8. Четыре кадра перемещения данных в линейном систолическом массиве процессорных элементов ($M = 4$)

Структурированные соответствующим образом отсчёты сигнала $s(i)$ поступают на параллельно работающие ПЭ, по которым распределены неизменяемые отсчёты опорного сигнала $W(i)$. Вычисленные коэффициенты $K(j)$ последовательно выводятся последним процессорным элементом ПЭ $_{M-1}$.

Способ 2:

$$K(j) = \sum_{n=0}^{M-1} W(n)s(n-j) \quad \text{или} \quad K_j = \sum_{n=0}^{M-1} W_n s_{n-j}. \quad (2.7)$$

В матричном представлении:

$$\begin{aligned} K_0 &= W_0 s_0 + W_1 s_1 + W_2 s_2 + W_3 s_3 + W_4 s_4 + \dots + W_{(M-1)} s_{(M-1)}; \\ K_1 &= W_0 s_{-1} + W_1 s_0 + W_2 s_1 + W_3 s_2 + W_4 s_3 + \dots + W_{(M-1)} s_{(M-2)}; \\ K_2 &= W_0 s_{-2} + W_1 s_{-1} + W_2 s_0 + W_3 s_1 + W_4 s_2 + \dots + W_{(M-1)} s_{(M-3)}; \\ K_3 &= W_0 s_{-3} + W_1 s_{-2} + W_2 s_{-1} + W_3 s_0 + W_4 s_1 + \dots + W_{(M-1)} s_{(M-4)}; \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ K_{M-1} &= W_0 s_{(-M+1)} + W_1 s_{(-M+2)} + W_2 s_{(-M+3)} + W_3 s_{(-M+4)} + \dots + W_{(M-1)} s_0. \end{aligned}$$

Отличительной чертой алгоритма (2.7) является то, что значения ВФК для каждой циклически повторяющейся последовательности значений $W(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) опорного сигнала вычисляются отдельно. Граф потока сигналов на ПЭ 2 способа показан на рис. 2.8, также на рисунке показана структура ПЭ.

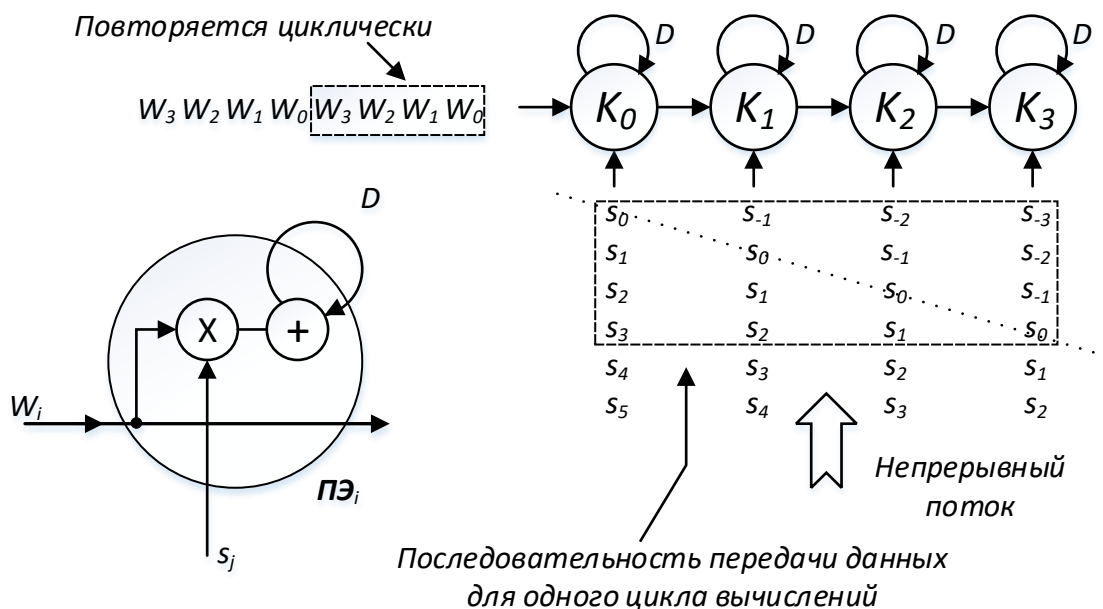


Рисунок 2.8. Граф последовательности сигналов в массиве из 4-х ПЭ ($M = 4$), соответствующий алгоритму (2.7)

Результат сохраняется в накопителях процессорных элементов. Элементы W_i опорного сигнала без задержки последовательно передаются по цепочке процессорных элементов. После поступления последнего элемента $W_{(M-1)}$ опорного сигнала накопители обнуляются и процесс вычислений продолжается с данными для следующего вычислительного цикла.

2.3 Разработка алгоритма работы корреляционного измерителя временной задержки

Корреляционный измеритель временного сдвига излучает в направлении зондируемого объекта и принимает отражённые периодически повторяющиеся пакеты радиоимпульсов, сформированные под действием опорной псевдослучайной последовательности $W(n)$ с амплитудной ($W(n) \in \{0,1\}$) или фазовой ($W(n) \in \{\pm 1\}$) манипуляцией. Предполагается, что излучаемый сигнал промодулирован либо периодическим (непрерывным), либо импульсным

псевдослучайным сигналом на основе M -последовательности. Непрерывная ПСП модуляция применяется при измерении относительно малых, не превышающих длительности ПСП задержек. Использование импульсной ПСП в локации позволяет расширить диапазон измеряемых задержек и избежать попадания излучения передатчика в приёмный тракт.

Временная задержка τ принимаемого сигнала $S(t)$ определяется корреляционным приёмником путём вычисления значений взаимной функции корреляции с опорным сигналом, повторяющим форму модулирующего сигнала. Формирование опорного, модулирующего и последетекторная обработка принимаемого сигналов возлагается на ПЛИС. Значения ВФК для каждого текущего момента времени вычисляется по M , предшествующим, взятым из скользящего окна отсчётам сигнала $S_n = s(n)$. Скользящее окно анализа выбрано в связи с непрерывностью поступления входных данных, а длительность его равна периоду ПСП для сохранения периодичности ВФК. Для нахождения в полном объёме значений $K_0, K_1, K_2, \dots, K_{M-1}$ функции корреляции необходимо выполнить M итераций, которые распределены на линейный массив параллельно работающих процессорных элементов.

Механизм такого распределения поясняет граф потока сигналов на рис. 2.8 для случая, когда $M = 4$. Данные на ПЭ поступают в виде следующих один за другим по ходу времени n кадров $(S_n, S_{n-1}, S_{n-2}, \dots, S_{n-M+1})$. Каждый кадр обрабатывается в соответствии с (2.7) под действием опорного сигнала, отсчёты которого одновременно принимаются всеми процессорными элементами. Вычисленные значения коэффициентов ВФК сохраняются в накопителях ПЭ, откуда покадрово передаются в устройство визуализации и после достижения порога накопления обнуляются или усредняются для сокращения требуемых ресурсов памяти.

Алгоритм работы корреляционного измерителя временной задержки представлен на рисунке 2.9. В блоке «Визуализация» происходит выдача

полученных значений на устройство визуализации или в периферийное устройство для дальнейшего использования по назначению.

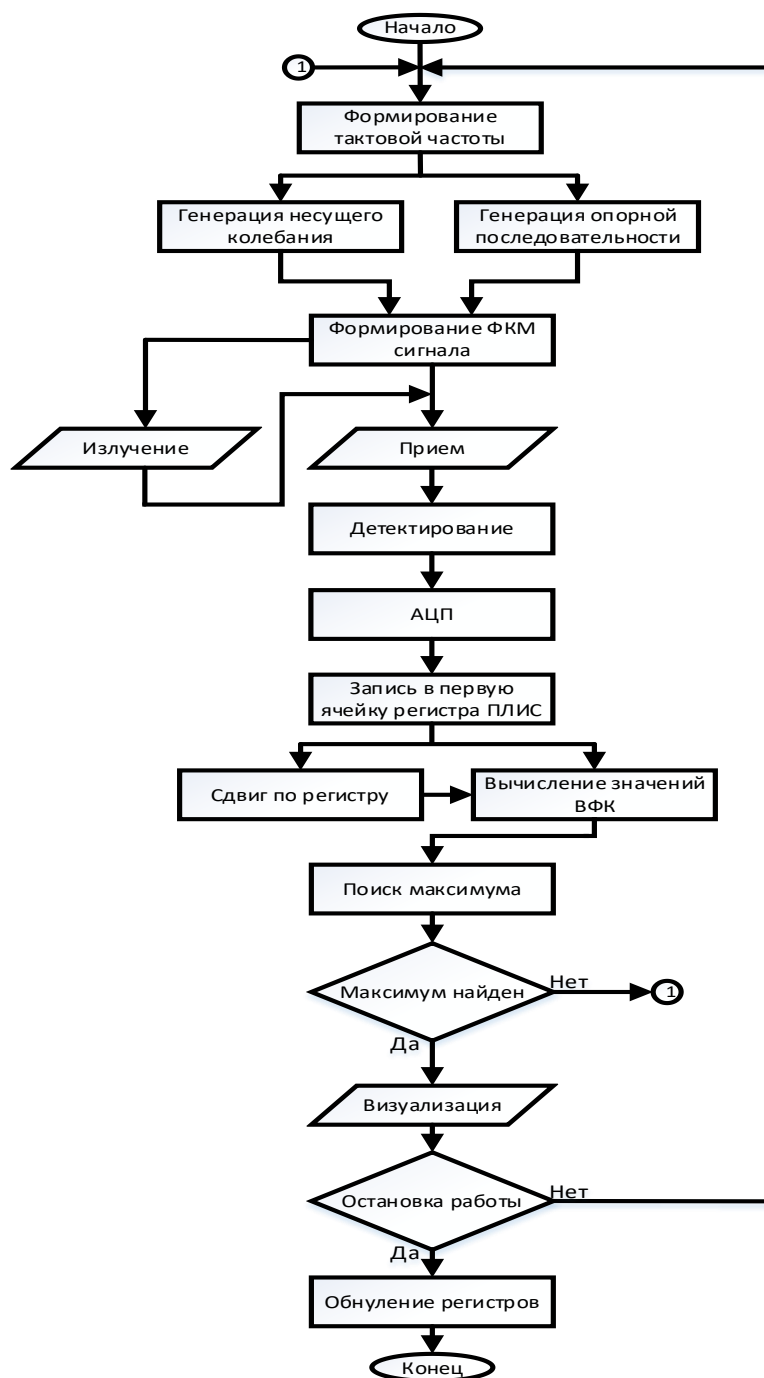


Рисунок 2.9. Алгоритм работы корреляционного измерителя

Отличительной особенностью рассматриваемого коррелятора является то, что шаг перемещения во времени скользящего окна совпадает с периодом дискретизации T_d принимаемого сигнала, когда в традиционно используемых,

как правило, шаг перемещения окна равен интервалу корреляции (ширине основного пика автокорреляционной функции модулирующей ПСП).

Время вычисления $K(n)$ зависит только от темпа поступления данных, т.е. от частоты дискретизации сигнала f_0 , поскольку для получения каждого из отсчётов ВФК требуется один такт синхронизации [97]. Точность $\delta\tau$ измерения временной задержки определяется числом дискретов в одном кванте ПСП и частотой дискретизации f_0 : $\delta\tau \cong \Delta/f_0$. Диапазон измеряемых задержек зависит от длины ПСП L и от того, как сформирован излучаемый сигнал. К тому же излучение передатчика, может попадать в приёмный тракт. Последнее можно предотвратить, переходя к импульсному режиму зондирования с периодом $T > 2M$. Нужный режим устанавливается простой заменой модулирующего сигнала. Однако, присутствие пауз между отдельными ФМ посылками, превращает фазоманипулированный сигнал в сигнал с амплитудно-фазовой (АФМ) манипуляцией, из-за чего увеличивается значение пикфактора. Это нежелательно с точки зрения возможности обнаружения такого сигнала посторонним наблюдателем.

От способа модуляции зависит также отношение сигнал/шум $r_{\text{вых}} = K_{\text{max}}/\sigma_{\text{вых}}$ на выходе блока обработки, определяемое значениями основного максимума ВФК и дисперсии $\sigma_{\text{вых}}$ помеховой составляющей выходного сигнала [98]. В установившемся режиме при непрерывной модуляции ($T = M$) ВФК не содержит боковых лепестков и $K_{\text{max}} = L \cdot A$; A – амплитуда полезной составляющей сигнала $S(n)$ на входе блока обработки. Для помехи со случайным гауссовым распределением $\sigma_{\text{вых}} \approx \sigma_{\text{вх}} \sqrt{L}$ ($\sigma_{\text{вх}}$ – дисперсия помехи на входе) [99], и выигрыш в выходном отношении сигнал/шум по сравнению с входным $r_{\text{вх}} = A/\sigma_{\text{вх}}$ имеет наибольшее значение, равное

$$Q = r_{\text{вых}}/r_{\text{вх}} \approx \sqrt{L}. \quad (2.8)$$

Присутствие пауз в $S(n)$ ($T > M$) вызывает рост боковых лепестков в ВФК и понижает значение $r_{\text{блх}}$:

$$r_{\text{блх}} \approx \frac{AL}{(\sigma_{\text{ex}} + A)\sqrt{L}} = \sqrt{L} \frac{A}{A + \sigma_{\text{ex}}} = \sqrt{L} \frac{r_{\text{ex}}}{1 + r_{\text{ex}}}. \quad (2.9)$$

Непосредственное использование формулы (2.7) требует большого числа операций умножения, что является препятствием для аппаратной реализации блока обработки и для работы в реальном масштабе времени. В качестве опорной последовательности выбирается бинарная ПСП $d(n) \in [0, 1]$ или двуполярная ПСП $d(n) \in [1, -1]$. В этом случае возможности ПЛИС позволяют ограничиться только операциями целочисленного сложения/вычитания и накопления без использования операций умножения.

2.4 Разработка структуры и программной модели лабораторного макета измерительного устройства

Представленные в начале раздела модель цифровой обработки и способ вычисления взаимной функции корреляции, принимаемого и опорного сигналов, легли в основу корреляционного измерителя временной задержки, структурная схема которого представлена на рис. 2.10.

В предлагаемом корреляционном измерителе временной задержки с активным зондированием вычисление взаимной функции корреляции между принимаемым $S(t)$ после детектора и опорным W сигналами, формирование опорного и модулирующего сигналов, управление приёмником и устройством регистрации и отображения результата измерений возлагается на цифровой блок обработки/управления, выполненный на базе ПЛИС с использованием стандартных цифровых компонентов [100]. Предполагается, что временная задержка меньше длительности модулирующей ПСП.

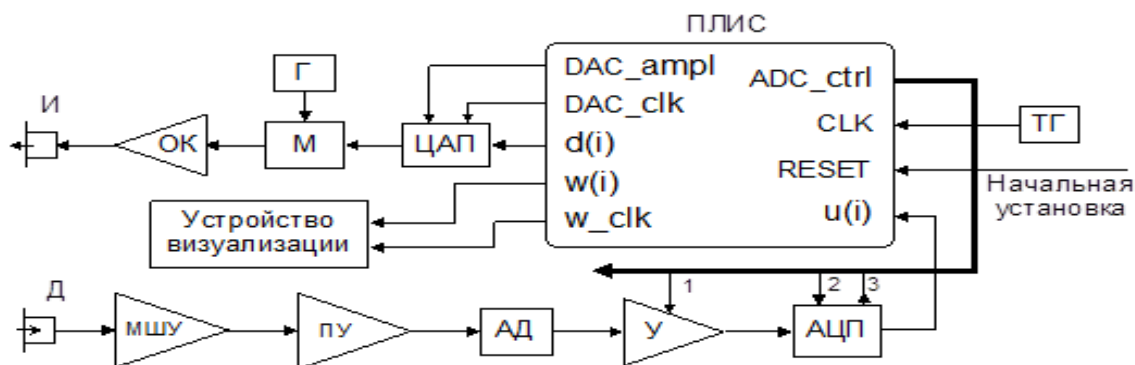


Рисунок 2.10. Структурная схема приёмо-передающего устройства

Корреляционный измеритель временного сдвига работает следующим образом. После подачи питания на измеритель блок обработки/управления сигналом от схемы начальной установки приводится в начальное состояние. Излучаемый передатчиком сигнал модулируется знакопостоянной ПСП $W \in [0, 1]$, цифровой эквивалент которой формируется в ПЛИС и через цифро-аналоговый преобразователь ЦАП поступает на модулятор М. Данные на ЦАП передаются с использованием последовательного синхронного периферийного интерфейса SPI. Сюда же от ПЛИС идут импульсы синхронизации DAC_clk и код установки амплитуды выходного сигнала DAC_ampl. Несущее колебание вырабатывается гетеродином Г. Сформированный модулятором сигнал после усиления в оконечном каскаде ОК поступает на направленный ультразвуковой излучатель И.

Принимаемый сигнал регистрируется направленным акустическим датчиком Д и после усиления малошумящим МШУ и промежуточным ПУ усилителями детектируется амплитудным демодулятором АД. Продетектированный сигнал поступает на последовательный аналого-цифровой преобразователь АЦП и в цифровом виде подаётся на вход $S(n)$ ПЛИС через последовательный SPI порт. Стоящий перед АЦП усилитель У обеспечивает соответствие уровня сигнала от детектора динамическому диапазону АЦП. Коэффициент усиления этого усилителя устанавливается по двоичному коду ampl, разряды которого последовательно передаются по линии 1 шины ADC_ctrl.

По этой же шине от ПЛИС на АЦП поступают импульсы выборки *smpIs* (линия 2), а от АЦП импульсы синхронизации *ADC_se* (линия 3).

Структурная схема конфигурации ПЛИС представлена на рис. 2.11. В неё входят:

- блок управления АЦП *ADC_CTRL*;
- блок управления ЦАП *DAC_CTRL*;
- блок обработки/управления – для вычисления взаимной функции корреляции между бинарным опорным сигналом и *K*-разрядными отсчётами сигнала $s(i)$, идущими от блока управления АЦП *ADC_CTRL*. Результат обработки (*k*-разрядные отсчёты значений функции корреляции) передаются устройству визуализации. В этом блоке формируется опорная двоичная последовательность модулирующего сигнала $W(n)$ и передается на ЦАП.

Ко всем блокам конфигурации ПЛИС подключен сигнал синхронизации *CLK* от внешнего тактового генератора ТГ и сигнал начальной установки *RESET*. Сигнал синхронизации *K_clk* передается в устройство визуализации каждый раз, когда выполнено очередное вычисление коэффициентов корреляции. Управление внешними для ПЛИС устройствами осуществляется по интерфейсу обмена данными *SPI*.

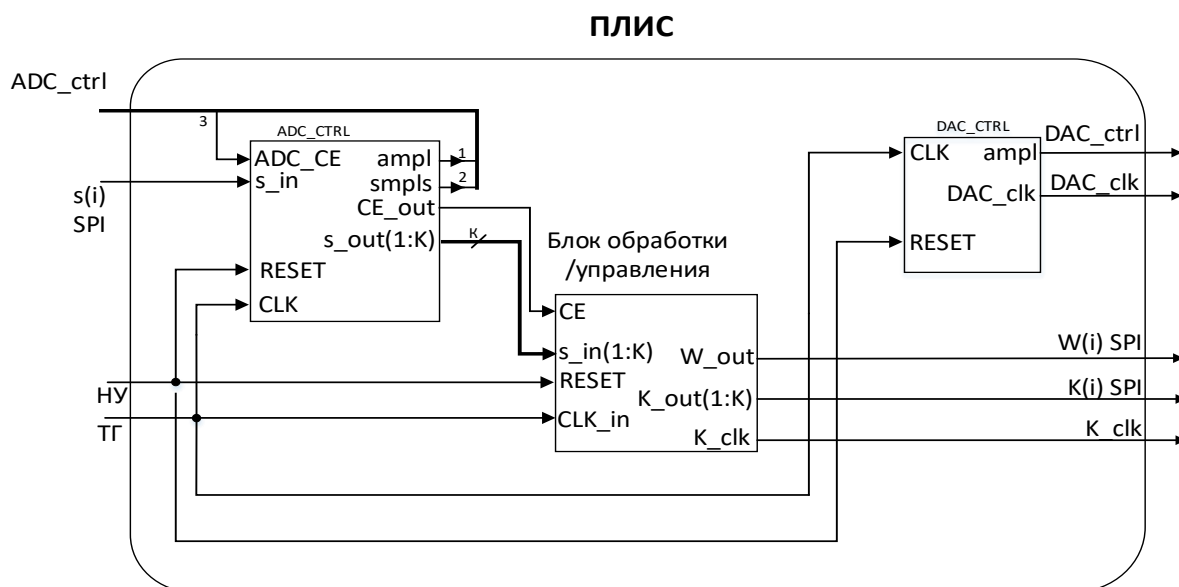


Рисунок 2.11. Структурная схема конфигурации ПЛИС

Основная часть ресурсов ПЛИС нужна для реализации блока обработки. В случае, когда опорная ПСП состоит из 0 и 1, становится возможным применить стандартные средства ПЛИС в виде сумматора-вычитателя и как следствие операций умножения можно избежать. Для этого опорный сигнал подается на входную линию управления сумматора-вычитателя.

Блок обработки принятого сигнала выполнена как массив параллельно работающих вычислителей (процессорных элементов), работающие по алгоритму, представленному выражением (2.7). На рис. 2.12 представлена структурная схема блока обработки/управления. В состав блока обработки/управления входят входной сдвиговый регистр (VxP), линейный массив процессорных элементов ($ПЭ$), выходной сдвиговый регистр ($VыхP$) и синхронизатор (Синхр). В состав входного сдвигового регистра VxP входят M k -разрядных регистров $VxP(n)$ ($n = 1, 2, \dots, M$). Выходной сдвиговый регистр $VыхP$ образован M k -разрядными регистрами $VыхP(n)$ ($n = 1, 2, \dots, M$). В состав синхронизатора входят постоянное запоминающее устройство ($ПЗУ$), счётчик по модулю M ($Сч$) для генерации адресов $ПЗУ$, делитель частоты ($Дч$). В состав каждого из M процессорных элементов $ПЭ$ входит k -разрядный сумматор-вычитатель с накоплением.

Блок обработки управления работает следующим образом. После подачи питания на измеритель, блок обработки/управления сигналом от схемы начальной установки по входной линии 4 приводится в начальное состояние. После прекращения действия высокого уровня сигнала начальной установки, блок синхронизации Синхр БОУ начинает принимать тактовую частоту от тактового генератора по линии 5. Бинарный опорный сигнал по линии 3 передается на ЦАП. Получаемые от АЦП K -разрядные отсчёты сигнала $s(n)$ по линии 1 поступают в сдвиговый регистр VxP . Ёмкость регистра VxP определяется размером M скользящего окна, равным длительности модулирующей ПСП $M = \Delta \cdot L$.

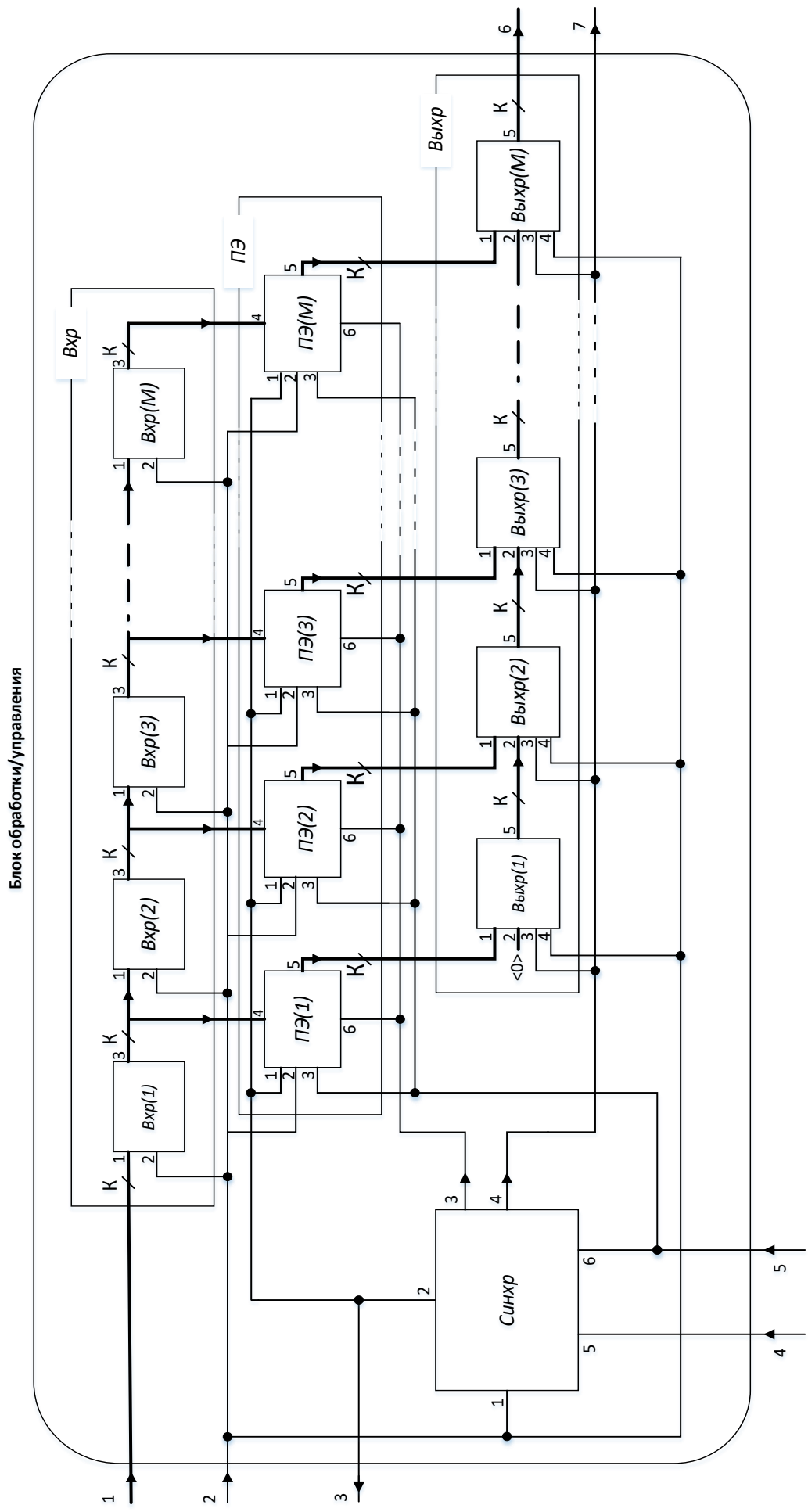


Рисунок 2.12. Структурная схема блока обработки/управления

Из регистра BxP k -разрядные слова параллельно по линиям 4 от BxP передаются в процессорные элементы линейного массива ПЭ, выполняющие операцию суммирования с накоплением. Процессом накопления управляет опорный сигнал $W(n)$, отсчёты которого последовательно передаются через порты 1 процессорных элементов массива ПЭ. При этом используемые в (2.7) операции умножения исключаются благодаря применению двоичной $W(n) \in \{0, 1\}$ опорной ПСП путём замены на операции управления процессом накопления: значения отсчётов $S(n)$ добавляются к содержимому накопителей при $W(n) = 1$ и вычитаются при $W(n) = 0$.

Для уменьшения уровня помеховой составляющей в распределении ВФК предусмотрено выполнение нескольких однопериодных циклов вычисления значений $K_0, K_1, K_2, \dots, K_{M-1}$ с суммированием получаемых на каждом отдельном периоде ПСП значений корреляции. Суммирование по N периодам позволяет повысить пиковое значения ВФК над помеховой составляющей в распределении ВФК, т.к. полученные на каждом отдельном периоде опорного сигнала пиковые значения ВФК коррелированы и складываются по амплитуде, а некоррелированные помеховые составляющие складываются по мощности. Поэтому применение суммирования распределений ВФК по N вычислительных циклах, даёт выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе блока обработки/управления в $\sqrt{N}$ раз. Это обеспечивается введением в синхронизатор делителя частоты на N , определяющего количество циклов, участвующих в процедуре накопления.

Блок схема синхронизатора показана на рис. 2.13. Синхронизатор формирует опорный сигнал $W(n)$ (выход 2), сигнал обнуления rst накопителей процессорных элементов массива (выход 3) и сигнал параллельной записи wr результата вычислений в регистры выходного сдвигового регистра (выход 4). Принимая импульсы готовности se от АЦП (вход 1), импульсы глобальной синхронизации clk (вход 6) и сигнал начальной установки $reset$ (вход 5).

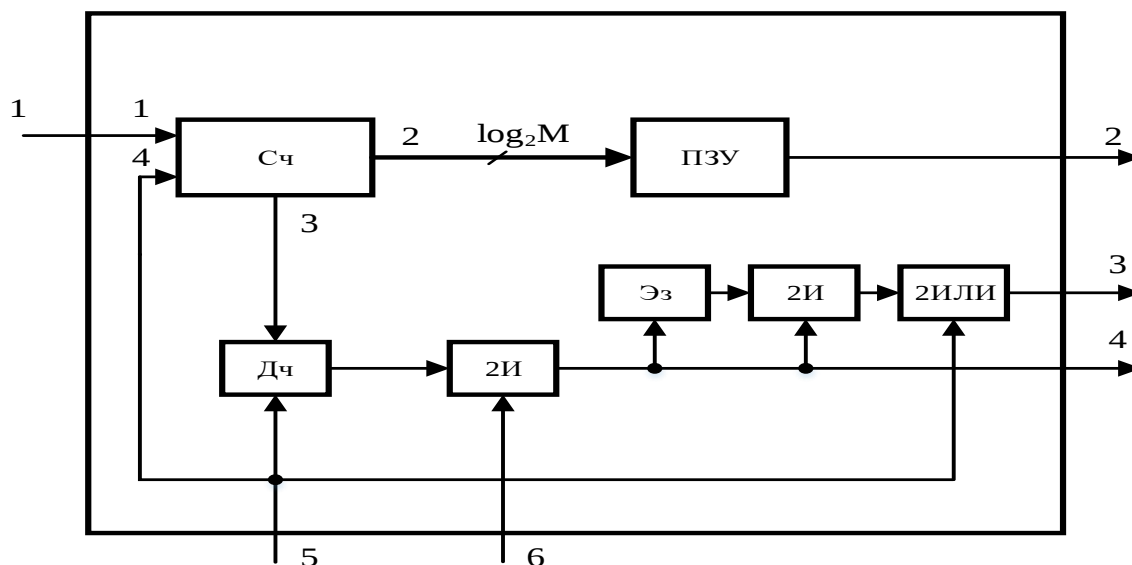


Рисунок 2.13. Блок-схема синхронизатора в составе блока обработки/управления

Работу синхронизатора поясняют временные диаграммы на рис. 2.14. На рис. 2.14а представлено распределение во времени поступающих на синхронизатор импульсов глобальной синхронизации clk , сигналов готовности se АЦП и формируемых синхронизатором сигналов обнуления rst накопителей ПЭ и сигналов записи wr результата вычисления ВФК в выходной сдвиговый регистр. Поскольку длительность импульсов синхронизации clk значительно меньше периода дискретизации сигнала T_d , то на рис. 2.14а показаны только моменты появления в них положительного перепада, а число импульсов синхронизации на периоде дискретизации взято равным. Фрагменты временных диаграмм в увеличенном масштабе представлены на рис. 2.14б. Поступающий от АЦП, и следующий с периодом дискретизации T_d сигнал готовности se активизируется отрицательным перепадом сигнала глобальной синхронизации clk и имеет длительность, равную периоду clk . Положительный перепад clk во время действия активного уровня se активизирует сигнал wr для параллельной записи данных в выходной сдвиговый регистр. Длительность этого сигнала wr равна длительности импульсов синхронизирующей последовательности clk . Отрицательный перепад импульсов wr активизирует импульсы обнуления rst накопителей ПЭ массива. Длительность импульса rst определяется элементом задержки (ЭЗ) в синхронизаторе.

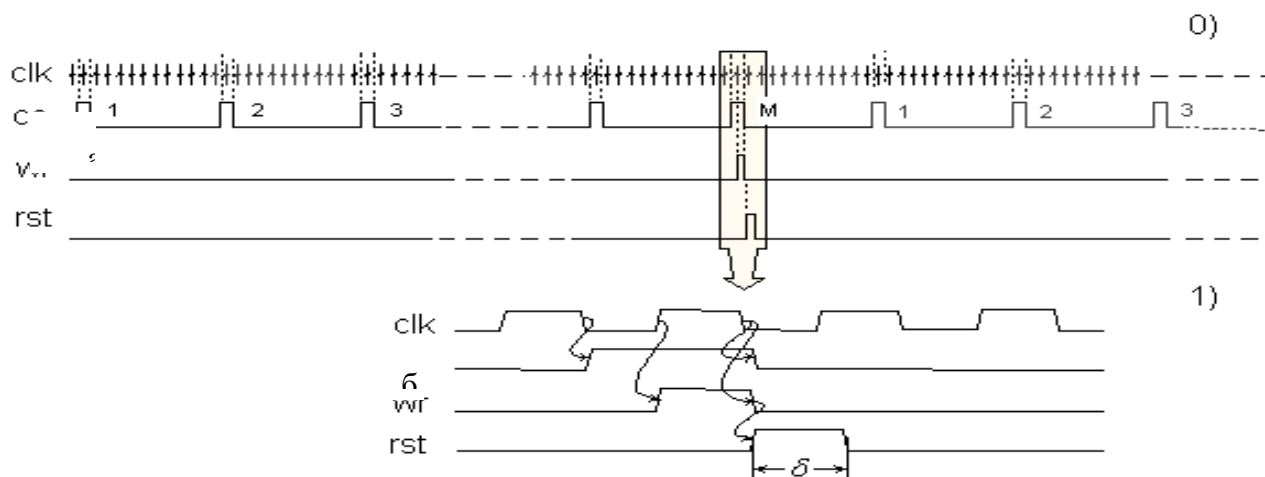


Рисунок 2.14. Временные диаграммы распределения во времени сигналов в блоке обработки/управления

Счётчик по модулю M $Сч$ в синхронизаторе (рис. 2.15) генерирует циклически повторяющуюся последовательность адресов, передаваемые на адресные входы $ПЗУ$, где хранятся значения опорной $ПСП$, передаваемые в сумматоры $ПЭ$ массива и в модулятор передающего устройства. По окончании каждого цикла счётчик $Сч$ генерирует сигнал переноса. Частота следования сигналов переноса делится в N раз делителем $Дч$, и период следования сформированных делителем импульсов определяет результирующее число отсчётов сигнала, используемых при вычислении $ВФК$. Логический элемент $2И$, принимая сигнал с выхода делителя $Дч$ и сигнал глобальной синхронизации clk , формирует сигнал параллельной записи wr в выходной сдвиговый регистр. Этот сигнал через элемент задержки $Эз$ непосредственно подаётся на логический элемент $2И$ и далее вместе с сигналом начальной установки $reset$ – на логический элемент $2ИЛИ$ для формирования сигнала начальной установки и обнуления rst накопителей $ПЭ$ в массиве.

Каждый процессорный элемент из массива $ПЭ$ в своём составе имеет сумматор-вычитатель $СВ$ и регистр временного хранения P (рис. 2.14). На один из входов каждого сумматора поступают данные от соответствующих регистров входного сдвигового регистра $ВхР$, а на другой – данные предшествующего цикла вычислений $ВФК$, сохранённые в регистрах P . Управляющие входы

сумматоров-вычитателей (входы 1) находятся под воздействием опорного сигнала $W(n)$, который определяет, какую операцию (сложение или вычитание) должен выполнять каждый сумматор. После обработки M отсчётов входного сигнала регистры P всех ПЭ обнуляются и начинается новый цикл вычислений ВФК по завершении каждого вычислительного цикла.

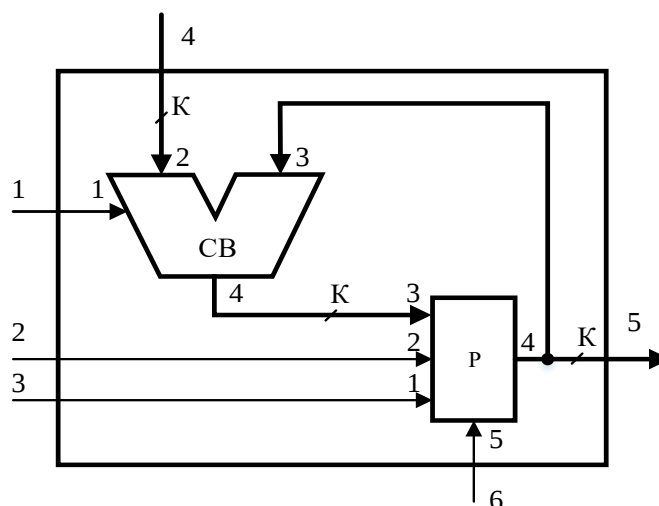


Рисунок 2.15. Структурная схема процессорных элементов

Данные из всех регистров временного хранения P параллельно переписываются в соответствующие регистры выходного сдвигового регистра $ВыхP$ и затем под действием идущих от АЦП импульсов готовности se последовательно выводятся из блока обработки/управления в устройство визуализации и регистрации максимума ВФК. Данные из выходного сдвигового регистра на $УВР$ передаются по кадрам в сопровождении сигналов синхронизации se и wr . Последний определяет размер одного кадра, который по длительности совпадает с длительностью одного периода опорной ПСП.

Таким образом, устройство временной задержки представлено сдвиговым регистром, в который последовательно поступают оцифрованные аналого-цифровым преобразователем отсчёты принимаемого сигнала в количестве, определяемом числом отсчётов $M = \Delta \cdot L$ в опорной последовательности, зависящем от числа элементов L в опорной ПСП и от числа дискретов в одном её кванте. По сравнению со схемами, реализующими вычисление ВФК,

сумматор с передаточными звеньями сигналов от устройства задержки заменён на линейный массив из M параллельно работающих процессорных элементов, на каждый из которых одновременно поступают следующие один за другим значения опорной ПСП и параллельно – взятые из сдвигового регистра отсчёты принимаемого сигнала. Согласованная фильтрация заменена усреднением полученных за несколько периодов опорной ПСП распределённых по сдвиговому времени значений взаимной функции корреляции. Вычисленные значения ВФК выводятся на устройство визуализации максимума ВФК через сдвиговый регистр, который параллельно принимает данные от процессорных элементов и выводит их последовательно в сопровождении сигналов синхронизации.

По описанной выше структуре было разработано VHDL описание блока обработки/управления для корреляционного измерителя на основе ПЛИС FPGA Xilinx Spartan 3AN [101,102]. Разработка конфигурации ПЛИС выполнялась в САПР ISE Design Suite [103,104]. VHDL (англ. VHSIC (Very high speed integrated circuits) Hardware Description Language) — язык описания аппаратуры интегральных схем. Язык проектирования VHDL является базовым языком при разработке аппаратуры современных вычислительных систем [105-107].

Программная конфигурация ПЛИС ориентирован на обработку целочисленных данных. Допускается возможность:

- изменения в достаточно широких пределах тактовой частоты CLK,
- наиболее рационального использования ресурсов ПЛИС путём подбора разрядности блока обработки,
- выбора удовлетворяющего техническим требованиям размера скользящего окна анализа T ,
- выбора опорного сигнала с расчётом на использование более сложных видов модуляции.

Перечисленные свойства измерителя позволяют задавать (в том числе динамически) необходимую точность измерения и диапазон измеряемых

задержек. Это можно делать как за счёт подбора нужной тактовой частоты, так и за счёт выбора параметров опорной ПСП – длины L и длительности кванта Δ , кроме того, наряду с циклическим обнулением накопителей в блоке обработки допустимы циклическая запись в них новых начальных значений или сохранение со сменой знака какого-либо из уже полученных распределений значений функции корреляции. Это даёт возможность уменьшения влияния на результат измерений отражений от неподвижных окружающих локатор объектов и пассивных помех, и повышения вероятности обнаружения и различения сигналов от вновь появляющихся или от движущихся объектов. Этот же приём может быть применён для компенсации проникающего на вход приёмника сигнала передатчика в случае, когда излучение от передатчика воздействует на акустический датчик приёмника.

Предложенный метод реализации корреляционного измерителя временной задержки фазоманипулированных сигналов на сумматорах-вычитателях и устройстве синхронизации лег в основу изобретения «Цифровой многоканальный коррелятор фазоманипулированных сигналов» [108].

2.5 Экспериментальное исследование корреляционного измерителя временной задержки

Рассмотренный выше способ измерения временной задержки был реализован в блоке обработки лабораторного макета, построенного на базе ПЛИС Spartan 3AN фирмы Xilinx. Семейство ПЛИС Spartan-3AN сочетает в себе важные свойства такие как низкая стоимость ПЛИС с энергонезависимой ПЗУ и широким диапазон доступных вентилях. Внутренняя конфигурация ПЛИС Spartan-3AN является полностью автономной, с повышенным уровнем безопасности конструкции. ПЛИС Spartan-3AN является первой в мире энергонезависимой ПЛИС с функцией мультзагрузки, поддерживающей конфигурационные файлы в одном устройстве, что позволяет осуществлять альтернативные конфигурации для тестовых режимов или же несколько

конфигураций основной системы. ПЛИС типа FPGA (Field Programmable Gate Array) фирмы Xilinx идеально подходит для решения задач потоковой обработки данных с достаточно регулярной структурой алгоритма, что как раз характерно для задач цифровой обработки сигналов (ЦОС) [109]. При этом за счёт возможности аппаратного распараллеливания процесса обработки, гибкой адаптации структуры устройства под алгоритм, высокой эффективности интегрированных средств разработки достаточно просто построить в кратчайшие сроки высокопроизводительную систему ЦОС на данном кристалле.

Основной частью лабораторной макета является отладочная плата *Spartan-3AN FPGA Starter Kit Board* с ПЛИС XC3S700AN, на которой реализован исследуемый корреляционный измеритель. Программирование ПЛИС осуществляется с помощью программатора, находящегося на отладочной плате через интерфейс JTAG. Отладочная плата, также имеет подключенные к ПЛИС 14-разрядный последовательный аналого–цифровой преобразователь (АЦП) с усилителем, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и генератор тактовой частоты, необходимые для проведения экспериментального исследования.

Структурная схема лабораторного макета изображена на рис. 2.16 и включает:

- отладочная плата Spartan-3AN с АЦП, ЦАП, тактовым генератором и JTAG программатором:

- генератор несущей частоты, выполняющий функцию модулятора;
- выходной усилитель;
- излучатели ультразвукового сигнала (сонары);
- датчик принимаемого сигнала;
- приемный усилитель;
- амплитудный детектор;
- инструментальная ЭВМ.

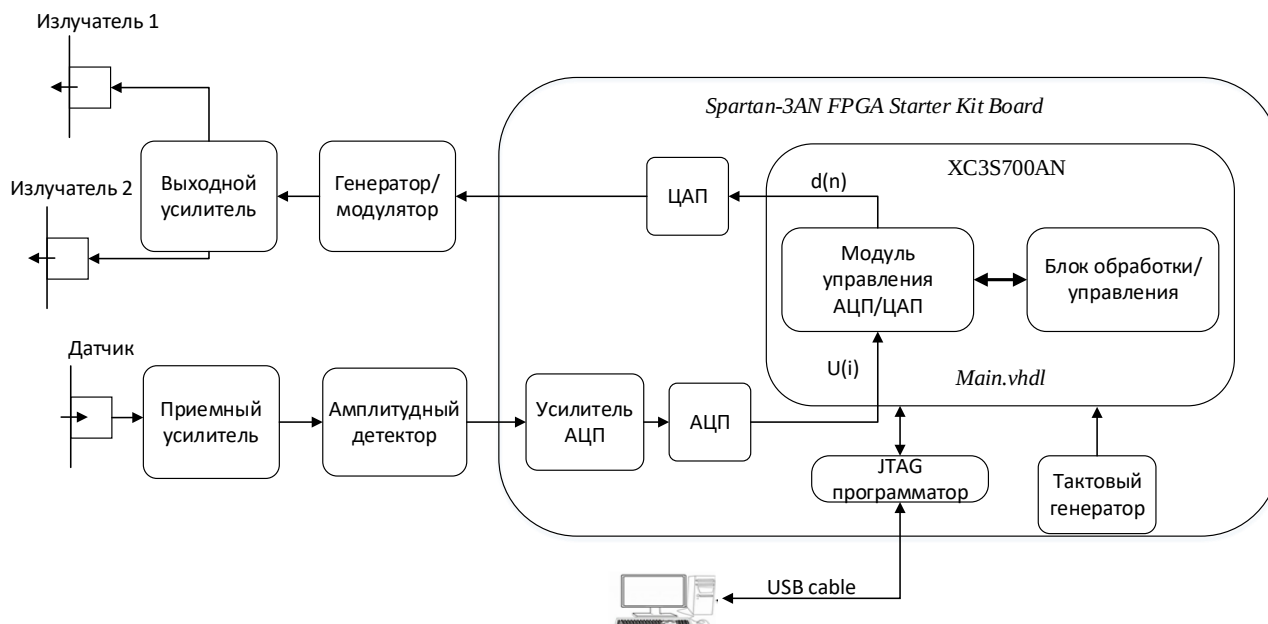


Рисунок 2.16. Схема лабораторной установки.

Для оценки точности измерения временной задержки и возможности различения близкорасположенных объектов был выполнен акустический эксперимент с двумя излучателями и приёмником [100]. Схематическое пространственное расположение приёмника и излучателей представлено на рис. 2.17. Измерялась задержка τ приема периодического фазоманипулированного сигнала от двух неподвижных излучателей 2 и 3 на удалении от приёмника 1 на 1.1 м и 1.2 м. Временной сдвиг вычислялся по взаимной функции корреляции с опорным сигналом $s_0(t)$, соответствующим одному периоду излучаемого сигнала. В качестве опорного сигнала использовалась ПСП (М-последовательность) с длиной $L = 31$, с числом дискретов в одном кванте ПСП $\Delta = 5$ и с периодом $T = 155$. Частота дискретизации $f_d = 40$ кГц, чем была задана длительность одного кванта ПСП в 125 мкс и общая длительность в 3.875 мс. Разрядность блока обработки определялась разрядностью АЦП $k = 14$.

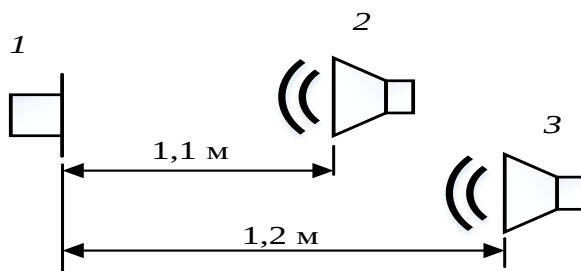


Рисунок 2.17. Схема расположения приёмника и излучателей в акустическом эксперименте

На рис. 2.18 представлен результат вычисления распределения весовых коэффициентов ВФК $K(n)$ при работе с сигналом на частоте 40 кГц от двух источников, удалённых на расстояние 1.1 м и 1.2 м от точки приёма. Значения $K(n)$ представлены в относительных единицах. На представленном рисунке максимумы $K(n)$ располагаются вблизи $n = 138$ и $n = 150$. Во времени это соответствует $\tau_1 = 3.45$ мс и $\tau_2 = 3.75$ мс, а при скорости звука 330 м/с – расстоянию 1.13 м и 1.23 м соответственно. Измеренные значения расстояний близки к установленным при измерениях расстояниям. Если помеха случайна и некоррелирована с полезным сигналом, то её действие существенно при мощности близкой или превышающей увеличенную в $L/2$ раз мощность сигнала и пренебрежимо мало, если эти мощности сопоставимы. Основной причиной искажений представленного на рис. 2.18 распределения $K(n)$ явились интерференционные эффекты, связанные с переотражениями от посторонних объектов в зоне обзора, из-за которых в принимаемый сигнал $s(n)$ добавлялись непредсказуемые и коррелирующие с опорным сигналом помеховые составляющие.

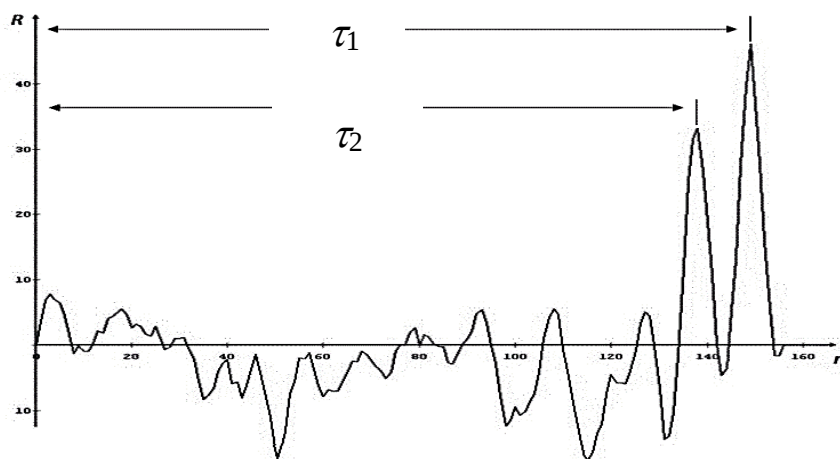


Рисунок 2.18. Результат измерения ВФК для сигналов от двух активных излучателей, удаленных на расстояние 1.1 и 1.2 м

По сравнению с серийными общедоступными образцами ультразвуковых измерителей LV-MaxSonar-EZ1 [110] и PING))) UltrasonicDistanceSensor [111], предлагаемый метод измерения заметно выигрывает по разрешающей способности (таблица 2.1). Имеется выигрыш в выходном отношении сигнал/шум $r_{блх}$. В непрерывном режиме при $L = 31$ $r_{блх}$ примерно в 5.5 раз, а в импульсном при $r_{вх} = 1$ в 2.75 раза больше, чем $r_{вх}$.

Таблица 2.1

Модель измерителя	Рабочая частота, кГц	Разрешающая способность, мм
Лабораторный макет	40	8
LV-MaxSonar-EZ1	42	25
PING))) UltrasonicDistanceSensor	40	20

Вид ресурсов и их необходимое количество для реализации корреляционного измерителя на базе Spartan-3AN в лабораторном макете приведены в таблице 2.2. Следует обратить внимание, что применение предлагаемого метода и алгоритма работы определения временной задержки в корреляционном измерителе позволяет полностью избавиться от операций умножения, о чем свидетельствует отсутствие в таблице 2 такого ресурса ПЛИС, как аппаратные умножители. Этот ресурс сильно ограничен в недорогих

кристаллах и для конкретной модели XC3S700AN составляет всего 20 блоков умножения. Такого количества не хватит для реализации коррелятора по классической схеме для представленного примера, так как на один отсчет опорного сигнала требуется один умножитель и применение более длинных последовательностей будет затруднен. Так же при применении аппаратных умножителей снижается быстродействие всей системы на время, требуемое для выполнения операции умножения. При предлагаемом подходе остается более половины сводных ресурсов ПЛИС.

Таблица 2.2

Ресурсы ПЛИС	Использовано	Доступно	Загруженность
Количество триггеров	3,625	11,776	30%
Базовые логические элементы	3,847	5,888	65%
4-х битные таблицы преобразования	6,401	11,776	54%
Количество вводов/выводов	27	372	7%
Количество высокоскоростных буферов	1	24	4%

Объём требуемых ресурсов ПЛИС определяется разрядностью данных k и количеством отсчетов в модулирующей ПСП. Разработанное устройство работает с данными в 14-разрядном целочисленном формате. Такая разрядность избыточна и её уменьшение даст возможность использования освободившихся ресурсов, например, для повышения точности измерения посредством увеличения размеров окна анализа. Для повышения быстродействия возможно применение вместо последовательного быстродействующих параллельных АЦП с параллельной записью данных в *Блок обработки/управления*. Также возможным подходом к снижению ресурсов ПЛИС является возможность использования встроенной памяти, однако это незначительно снизит быстродействие системы.

Наиболее важные результаты исследования предложенного корреляционного измерителя временной задержки в составе лабораторного макета: предложен и реализован на базе ПЛИС метод измерения временной

задержки псевдослучайного на основе M -последовательности сигнала, основанный на последетекторной корреляционной обработке; экспериментально подтверждены эффективность предложенного механизма распараллеливания операций при вычислении ВФК.

Преимущество предложенного метода корреляционной обработки состоит в его компактной аппаратной реализации, позволяющей измерять временную задержку τ не прибегая к режиму поиска и без применения средств слежения.

Создан лабораторный макет акустического измерителя и проведены его исследования в режиме непрерывной модуляции ПСП. Была подтверждена возможность реализации на одной ПЛИС устройств управления активным локатором и блока вычисления ВФК. Время, затрачиваемое на вычисление одного значения ВФК, зависит от темпа поступления оцифрованных данных в *Блок обработки/управления* и от числа отсчётов M в перемещаемом окне, поскольку для этого требуется всего один такт синхронизации, сопровождающей данные от аналого-цифрового преобразователя. Предложенный алгоритм и способ цифровой обработки, применимы как в области ультразвуковой, так и в области радиолокации. Для этого достаточно соответствующим образом изменить частоту дискретизации, размер скользящего окна и, если необходимо, частоту тактирования ПЛИС, что можно сделать, не меняя конфигурации *Блока обработки/управления*.

Следует также отметить, что если псевдослучайные посылки непрерывно следуют одна за другой ($T = M = L \cdot \Delta$), то интервал допустимых значений τ ограничен сверху величиной M , поскольку при $\tau > M$ имеет место неоднозначность в определении временной задержки. В следующей главе рассматривается возможность расширения диапазона измеряемых задержек при устранении неоднозначности и минимизации требуемых ресурсов ПЛИС.

2.6 Выводы

По результатам, приведенным во второй главе, были сделаны следующие выводы:

1. Для минимизации количества ресурсов ПЛИС и максимального быстродействия корреляционного измерителя целесообразно использовать систолический массив процессорных элементов, ядром которого является сумматор-вычитатель с накоплением, управляемый битовой кодовой последовательностью опорного сигнала. При этом становится возможным при вычислении ВФК полностью исключить операции умножения. Данный способ предполагает распараллеливание операций вычисления ВФК.
2. Диапазон измеряемых задержек зависит от длительности кванта и длины модулирующей ПСП, чем они больше, тем шире диапазон, однако, при увеличении длительности кванта пропорционально снижается точность измерения. При задержках, превышающих диапазон измерения возможно возникновение неоднозначности.
3. В отсутствии влияния эффекта Доплера главные максимумы ВФК по сдвиговому времени повторяются с периодом опорного сигнала. Разделение принимаемых сигналов возможно с точностью до длительности одного кванта модулирующей ПСП.
4. Предложен и реализован корреляционный измеритель временной задержки ФКМ-сигнала, работающий в масштабе реального времени. Отличительной особенностью коррелятора является то, что шаг перемещения во времени скользящего окна совпадает с периодом дискретизации T_0 принимаемого сигнала.

ГЛАВА 3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЯЕМЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК В КОРРЕЛЯЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ

В главе рассматриваются подходы к решению проблемы неоднозначности определения временной задержки непрерывно принимаемого ФКМ-сигнала при задержках, превышающих период опорного сигнала. В частности, предлагается метод устранения неоднозначности с применением комбинированного метода кодирования излучаемого сигнала. Описывается аппаратная реализация. Основные результаты главы опубликованы в работах [112, 113, 114].

3.1 Анализ алгоритмов устранения неоднозначности определения временной задержки непрерывного ФКМ сигнала

Наиболее простым подходом к проблеме устранения неоднозначности определения временных задержек принимаемых сигналов является разбиение требуемого диапазона измерения на поддиапазоны или сегменты [41], в пределах которых определение однозначно, то есть соответствует длине опорной последовательности. При этом вводится задержка приема сигнала на количество периодов зондирующего импульса в зависимости от удаленности поддиапазона. Таким образом, чтобы определить временную задержку происходит поиск отраженного сигнала во всех поддиапазонах, что в свою очередь увеличивает время обработки, а наличие пауз между излучениями сигналами повышает пик-фактор.

Распространенным способом устранения неоднозначности определения временной задержки ФКМ сигналов является увеличение длины псевдослучайной последовательности, которая формирует опорный сигнал, что в свою очередь приводит к увеличению элементов дальности [1]. При этом сохраняется точность определения временной задержки сравнимой с длительностью одного элементарного дискрета модулирующей

последовательности. Это ведет к пропорциональному росту элементов коррелятора, что в свою очередь повышает количество требуемых ресурсов ПЛИС.

Для того чтобы избежать неоднозначности измерения временных задержек необходимо знать, какой из M зон обзора по дальности принадлежат максимумы в распределениях значений функции корреляции. Для этого излучаемый сигнал должен обладать признаками, по которым можно было бы установить, какой из зон принадлежат те или иные максимумы.

В качестве такого признака предлагается [112] взять включенную в излучаемый сигнал метку, с помощью которой определяется диапазон и точка отсчёта измеряемых задержек. Метку можно сформировать в виде таких же, как и исходная, но ограниченных по числу повторений и отличающихся по способу модуляции, ФМ посылок. Отличительной чертой отмеченных посылок может быть, например, инверсия бит в модулирующей ПСП, т.е. замена исходной последовательности W на $W_{инв} = (0, -1)$. В качестве примера на рис. 3.1 представлен результат корреляционной обработки сформированного таким образом сигнала, пришедшего в точку приёма с разными временными задержками. Полезные составляющие X_i ($i = 1, 2, 3$) принятого сигнала

$$S(t) = X_1 + X_2 + X_3$$

имели те же, что и на рис. 2.7 амплитуды A_i и задержки τ_i , показан на рис. 3.1. В передаваемый сигнал была включена метка из трёх инвертированных ФМ посылок, действующих на интервале времени $T^{(-)}$. Опорным сигналом была оставшаяся без изменений исходная последовательность s_0 .

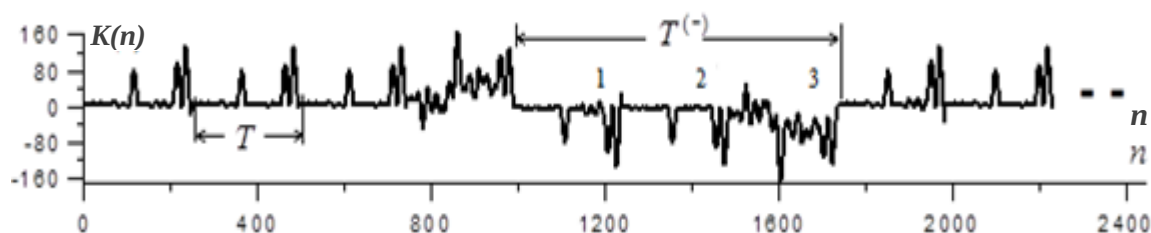


Рисунок 3.1. Опорный сигнал с маркером из трёх инвертированных знакопостоянных ПСП

$W_{инв}$

На границах интервала $T^{(-)}$ заметно взаимное влияние на распределение функции корреляции K приграничных областей периода T маркера и сигнала $S(t)$. Это влияние отсутствует в первых двух (1 и 2) внутренних областях метки, но есть перед ней и перед первым после $T^{(-)}$ интервалом T (область 3) с исходным законом модуляции. Такие граничные эффекты не позволяют измерять временную задержку непосредственно по распределению коэффициентов в краевых подверженных взаимному влиянию зонах. Поэтому необходимо отслеживать перемещение максимумов в распределении корреляционной функции K и соответствующим образом корректировать позицию метки. Это можно сделать, поскольку направление перемещения максимумов корреляционной функции K можно определить по распределению значений функции корреляции в соседних по отношению к метке сегментах сигнала. Такой способ устранения неоднозначности в измерении временной задержки близок к тому, что делается в радиолокационных системах с поимпульсным изменением фазы зондирующих сигналов [113]. Отличием является то, что сигнал излучается непрерывно, в силу чего обладает малым пикфактором. Кроме того, присутствие вне метки периодически повторяющихся областей ФМ сигнала позволяет расширить диапазон измеряемых задержек, обеспечить измерение временной задержкой без применения систем автоматического слежения и определять общее число приходящих в точку приёма лучей, а применительно к локационным системам – определять число находящихся в секторе обзора отражающих объектов.

Поскольку на границах метки имеются зоны взаимного влияния, то их можно заменить паузами, введя обе стороны от метки зоны $T^{(0)}$ с нулевым сигналом (рис. 3.2 а). Получаемый таким образом сигнал можно отнести к АФМ сигналам – к сигналам с амплитудно-фазовой манипуляцией. Соответствующее распределение значений функции корреляции для трёхкомпонентного принимаемого сигнала с теми же, что и на рис. 2.7 и рис. 3.1 параметрами, представлено на рис. 3.2б-в: при отсутствии шумовой

помехи на рис. 3.2б; при действии шумовой помехи с дисперсией σ , равной амплитуде наибольшей из полезных составляющих в принимаемом сигнале на рис. 3.2в.

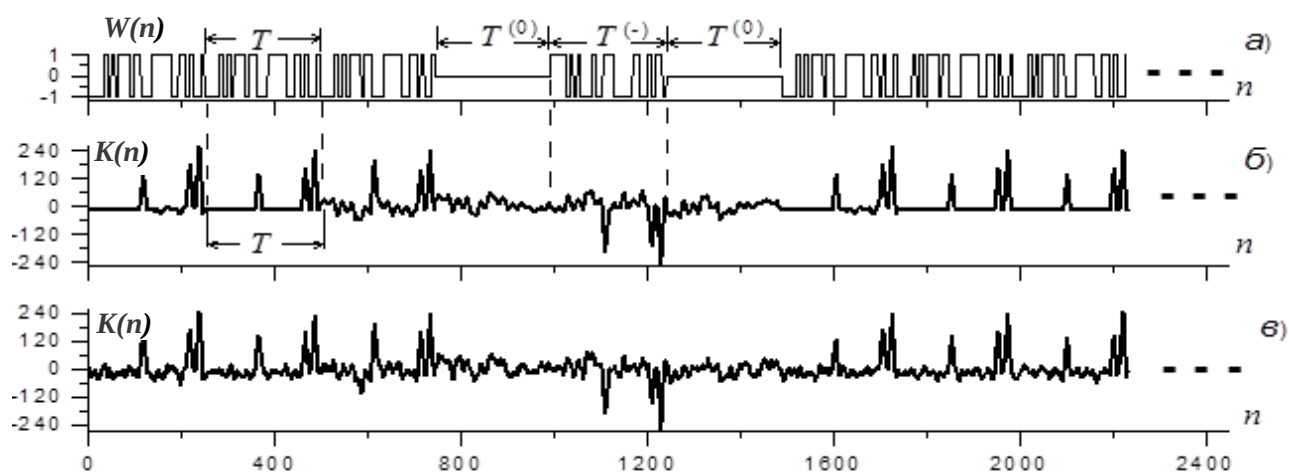


Рисунок 3.2. Распределение значений функции корреляции для сигнала с маркером в виде инвертированной по знаку последовательности S_0 : (а) форма сигнала с маркером на интервале $T^{(-)} = T$ между зонами с нулевым значением сигнала на интервале $T^{(0)} = T$; (б) распределение коэффициентов корреляции при отсутствии и (в) при наличии шумовой помехи

Недостатком упомянутых выше АФМ сигналов с паузами до и после метки является увеличение пикфактора, однако значимость такого увеличения будет невелика, если использовать короткие модулирующие ПСП.

Другим способом предотвращения неоднозначности измерения временной задержки ФКМ сигнала может быть поочерёдная смена способа фазовой манипуляции. При этом излучаемый сигнал формируется в виде последовательности периодически повторяющихся кадров, состоящих из N одинаковых по длине L посылок с поочерёдной (покадровой) сменой закона фазовой манипуляции с применением двух модулирующих последовательностей одинаковых по длине ПСП (ПСП1 и ПСП2), в частности.

На рис. 3.3 представлена ситуация, когда входной сигнал содержит три полезные составляющие (X_1 , X_2 и X_3) с амплитудами

$$A_1 = 1, A_2 = 0.7, A_3 = 0.6,$$

с временными задержками

$$\tau_1 = 25, \tau_2 = 70 + 2T, \tau_3 = 130 + 4T$$

и шумовую составляющую (рис. 3.3а-г). Две последние задержки τ_2 и τ_3 выбраны с таким расчётом, чтобы показать, как при данном способе кодирования излучаемого сигнала достигается однозначное измерение временной задержки. Полезные составляющие сигнала $S(t)$ показаны на рис. 3.3а-в, шумовая добавка *noise* – на рис. 3.3г. На периодически повторяющихся интервалах времени NT поочерёдно в качестве модулирующей действует то одна (ПСП1), то другая (ПСП2) последовательность.

На начальной стадии последовательно одна за другой поступают задержанные компоненты сигнала X_1 , X_2 и X_3 . Эта последовательность приёма отражается в распределении значений функции корреляции (рис. 3.3д). Сначала на первых двух периодах T , когда действует только одна составляющая X_1 , в распределении значений функции корреляции виден только один максимум, затем после прихода X_2 – два максимума, а после прихода X_3 – три максимума. Действие помехи с дисперсией $\sigma = A_1$ существенного влияния не оказывает. Значения максимумов значительно превышают уровень помех в выходном распределении функции корреляции K . Имеются незначительные вариации величины максимумов. Такая же картина повторяется на следующем периоде NT , где произошла замена модулирующей ПСП1 на ортогональную ей ПСП2. Однако действие помех здесь более значимо, т.к. обработку сигнала приходится вести в присутствии компонент сигнала, принадлежащих задержанным и относящихся к предшествующему периоду излучения NT . Тем не менее, составляющие с амплитудами, близкими к дисперсии шума σ на входе, уверенно выделяются.

Более детально особенности работы с сигналами, в которых использована поочередная модуляция ортогональными ПСП, поясняет рис. 3.4. На нём представлена построчная развёртка распределения, изображённого на рис. 3.3д. Строки 1-10 относятся к начальному интервалу NT , когда фазовая манипуляция излучаемого сигнала соответствует ПСП1, а строки 11-16 – к первой половине следующего интервала NT с фазовой манипуляцией по закону ПСП2.

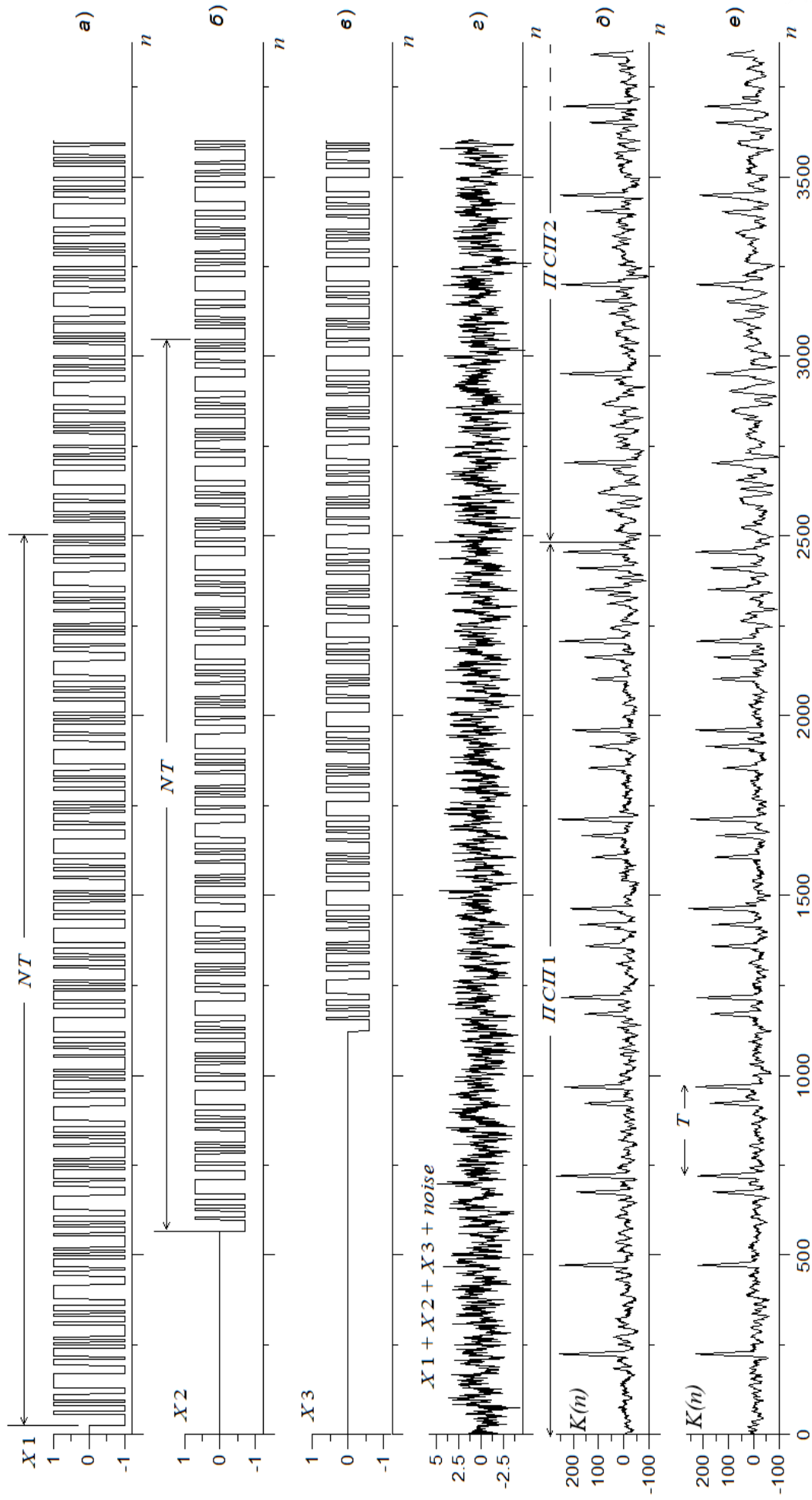


Рисунок 3.3. Три составляющие полезного сигнала (а-в), смесь всех сигналов с шумом (г), ВФК в случае ПСП1 заменяется на ортогональную ПСП2 (д), ВФК в случае ПСП1 заменяется на зеркально отраженную ПСП2(е)

В установившемся режиме на каждом интервале NT присутствуют составляющие ортогональные по отношению к действующему опорному сигналу. Добавление таких составляющих эквивалентно увеличению входного шума, из-за чего увеличивается уровень помех на выходе. Это видно из рис. 3.3д и рис. 3.4: на интервалах, где опорным сигналом является ПСП2 (на рис. 3.4 – строки ниже пунктирной линии $a-a$), уровень помех на выходе больше, чем на начальном интервале NT , где отсутствуют сигналы с отличным от опорной ПСП1 кодированием.

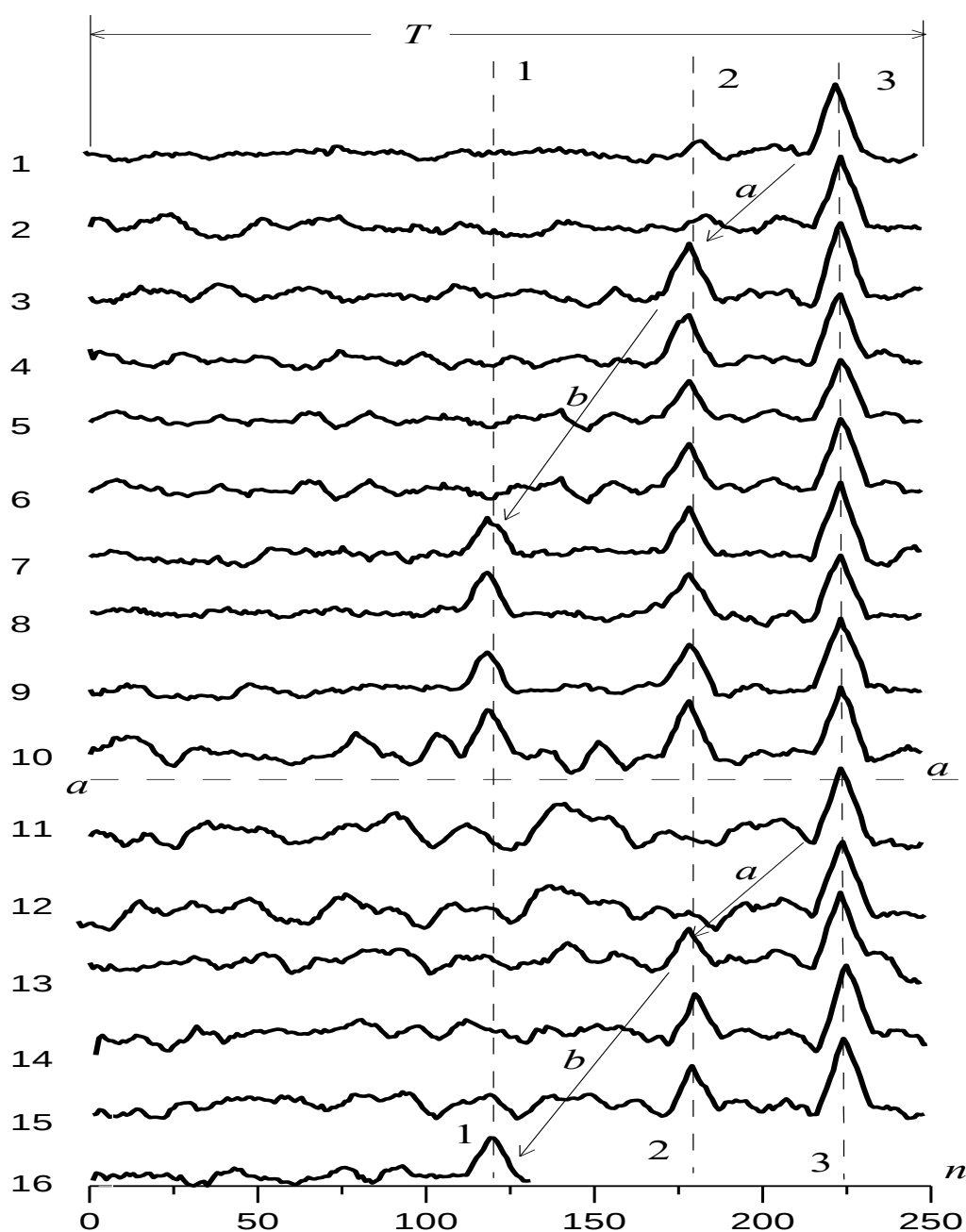


Рисунок 3.4. Построчная развертка ВФК в случае ПСП1 заменяется на ортогональную ПСП2

Появление сигналов, принадлежащих удалённым по времени зонам, т.е. зонам со значительными, превышающими длительность T модулирующей ПСП временными задержками, на рис. 3.4 отмечено стрелочными линиями a и b . После первого появления (строки 3, 7 первого и строки 12, 16 второго интервалов NT на рис. 3.4) вновь появившиеся максимумы повторяются в последующих строках (периодах T). В дальнейшем положение максимумов остаётся неизменным (максимумы на пунктирных линиях 1-1, 2-2 и 3-3), если временная задержка в пределах одной зоны T не меняется. В акусто- или радиолокации изменение временной задержки сигнала вызывается движением отражающих объектов. Максимумы, принадлежащие первой самой ближней с точки зрения локации зоне T (пунктирная линия 3-3) на всех интервалах NT повторяются в каждой строке развёртки.

По сути, рис. 3.4 демонстрирует способ визуализации изменений в распределениях значений функции корреляции, вызванных приходом сигналов с разными задержками, в том числе с задержками, превышающими длительность T опорной ПСП.

Возможным вариантом является использование наряду с исходной ПСП (ПСП1) другой (ПСП2), зеркально отражённой во времени по отношению к ПСП1. В этом случае

$$\text{ПСП1} = (d_1, d_2, d_3, d_4, \dots, d_{L-3}, d_{L-2}, d_{L-1}, d_L),$$

а

$$\text{ПСП2} = (d_L, d_{L-1}, d_{L-2}, d_{L-3}, \dots, d_4, d_3, d_2, d_1).$$

Однако при таком способе модуляции уровень помех на выходе измерителя становится больше (рис. 3.3е). Это видно из сравнения распределений на рис. 3.3е и рис. 3.3д.

3.2 Разработка алгоритма устранения неоднозначности измерения временной задержки на основе комбинированного правила кодирования.

В подразделе представлены результаты исследования применения комбинированного метода кодирования для устранения неоднозначности

определения временной задержки корреляционным измерителем от объектов, расположенных вне зоны обзора. Предложены аппаратно-ориентированные алгоритмы применения комбинированного правила кодирования.

3.2.1 Разработка алгоритма измерения временной задержки на основе комбинированного правила кодирования опорного сигнала

Исследовалась возможность расширения диапазона однозначного измерения временных задержек ФКМ сигналов в корреляционном измерителе при использовании зондирующего сигнала, образованного ПСП разной длительности [114]. Предлагается в корреляционном измерителе для повышения точности измерения временной задержки и однозначности определения места положения удалённых на значительные расстояния объектов в качестве модулирующего применять сигнал, образованный двумя ПСП одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длительности кванта. В этом случае, несмотря на усложнение закона модуляции, удаётся свести к минимуму объём вычислений и реализовать последетекторную корреляционную обработку принимаемого и формирование модулирующего сигналов на ПЛИС. В соответствии со сказанным выше рассмотрим корреляционный измеритель временной задержки, в котором зондирующий сигнал промодулирован по фазе непрерывной периодической последовательностью W . В данной работе рассматривается два варианта формирования комбинированного правила кодирования из двух последовательностей:

– сложение опорных ПСП:

$$W = W_1 + W_2; \quad (3.1)$$

– умножение опорных ПСП:

$$W = W_1 * W_2. \quad (3.2)$$

Правило кодирования для обеих ПСП W_1 и W_2 задается одинаковым набором бинарных значений M -последовательности, состоящим из 1 и -1. Последовательность W_1 имеет длительность кванта, равную периоду

дискретизации АЦП, и период $T_1 = L \cdot \Delta_t$, что позволит вычислять ВФК по составляющей W_1 в темпе поступления данных с АЦП. Назовем такую последовательность быстрой (короткопериодной). Длительность кванта последовательности W_2 задается пропорциональной длительности кванта последовательности W_1 , тогда период $T_2 = L \cdot k \cdot \Delta_t$, где k – коэффициент масштабирования. Назовем такую последовательность медленной (длиннопериодной). Если $k=L$, то такие последовательности будут ортогональны. Здесь ПСП сознательно не разделяются на ПСП1 и ПСП2, так как правило кодирования одинаковое. На рисунке 3.5а представлен фрагмент модулирующего сигнала при формировании его по правилу 3.1, а на рисунке 3.5б по правилу 3.2.

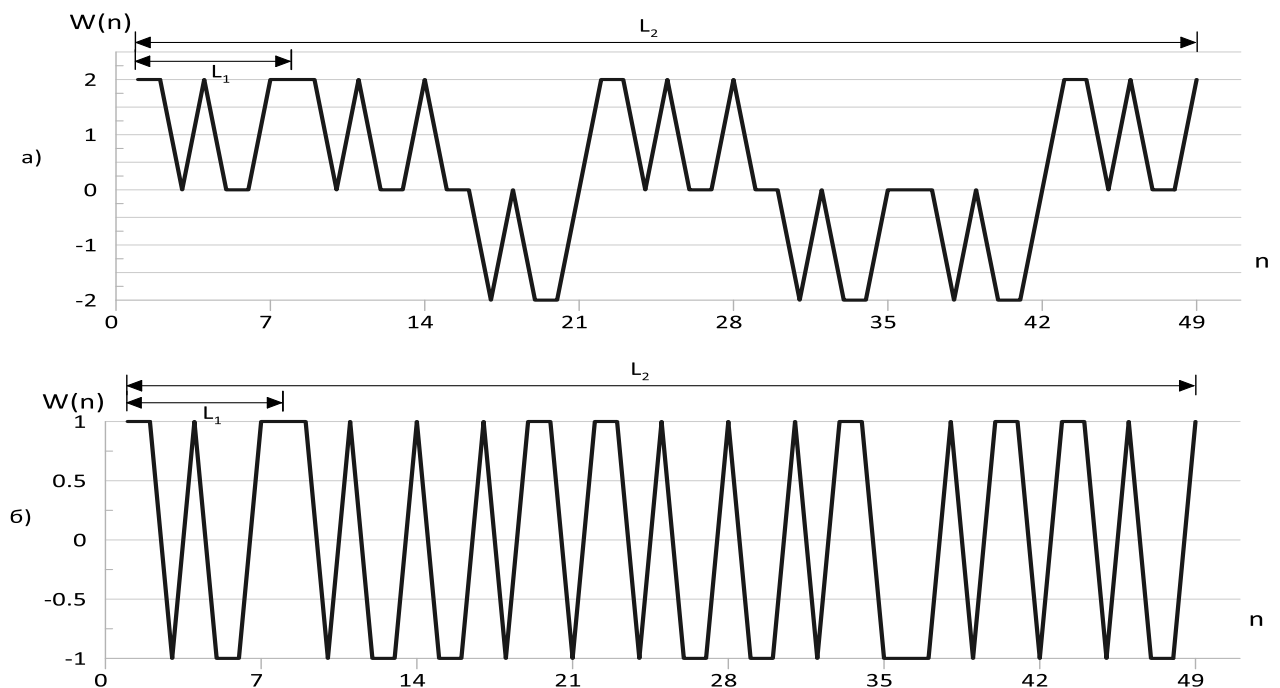


Рисунок 3.5. Один период модулирующей последовательности по правилу 3.1 (а) и по правилу 3.2 (б) при $L=7$.

Промодулированный таким образом ФКМ сигнал $S(t)$ на выходе детектора будет содержать две составляющие $S_1(t)$, образованную от W_1 , и $S_2(t)$, образованную от W_2 . В приёмном тракте их можно разделить, вычисляя взаимную функцию корреляции принимаемого сигнала и опорных ПСП W_1 и W_2 на двух корреляторах. Количество элементов одного коррелятора L , другого – $L \cdot k$. На рисунке 3.6 представлены наложения значений ВФК от ФКМ сигналов,

образованных комбинированными правилами кодирования W_1+W_2 (а) и W_1*W_2 (б) с различной временной задержкой. При этом временные задержки значительно превышают период T_1 .

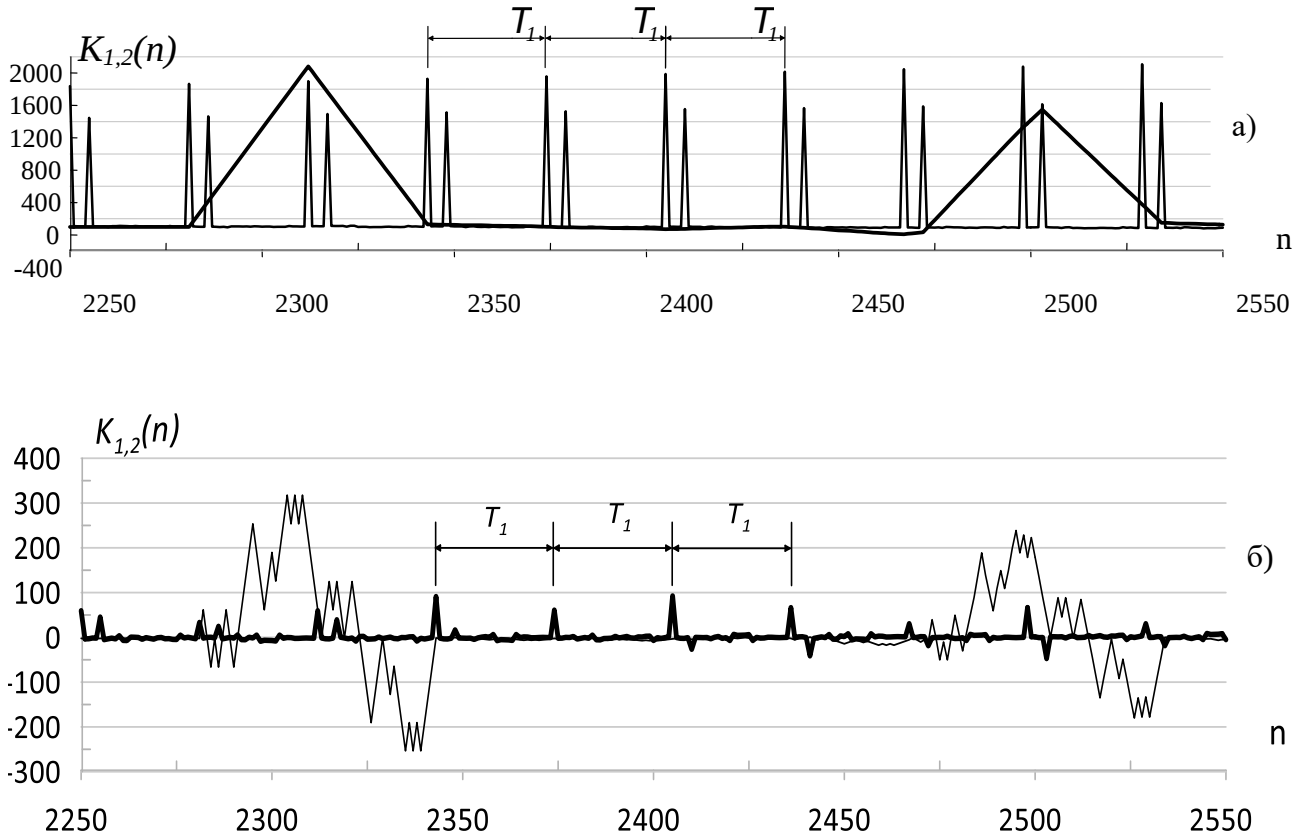


Рисунок 3.6. Результат наложения ВФК $K_1(n)$ и $K_2(n)$ с правилом кодирования W_1+W_2 (а), результат наложения ВФК $K_1(n)$ и $K_2(n)$ с правилом кодирования W_1*W_2 (б)

Результаты моделирования показали, что при формировании опорного сигнала по правилу 3.2 определение временной задержки без применения дополнительных средств обработки затруднено, а в случае нарушения ортогональности ПСП невозможно.

Формирование зондирующего сигнала по комбинированному правилу кодирования из двух опорных последовательностей W_1 и W_2 , возможно, выполнить с помощью аналогового сумматора на операционном усилителе или с помощью двоичного сумматора в ПЛИС.

Когда опорный сигнал сформирован по правилу (3.1) и $k=L$, то, вследствие ортогональности опорных последовательностей, составляющая с одним

опорным сигналом не вносит значительных искажений в результат вычисления на корреляторе с другой опорной последовательностью. На рисунке 3.7а представлен результат вычисления функции корреляции с опорной последовательностью W_1 при условии, что на выходе детектора присутствует только компонента сигнала S_2 , промодулированная медленной ПСП. На рисунке 3.7б представлена функция корреляции, полученная на корреляторе с опорной последовательностью W_2 при условии, что на его входе присутствует только компонента S_1 . В случае нарушения ортогональности, то есть при $k \neq L$, влияние одной составляющей на значения ВФК с другой составляющей увеличивается, что в свою очередь будет вносить дополнительную шумовую компоненту, возрастающую с периодом накопления. На рисунке 3.7в, г представлены результаты моделирования при аналогичных условиях, что и на рисунках 3.7а, б, но при коэффициенте масштабирования, не равном длине быстрой ПСП.

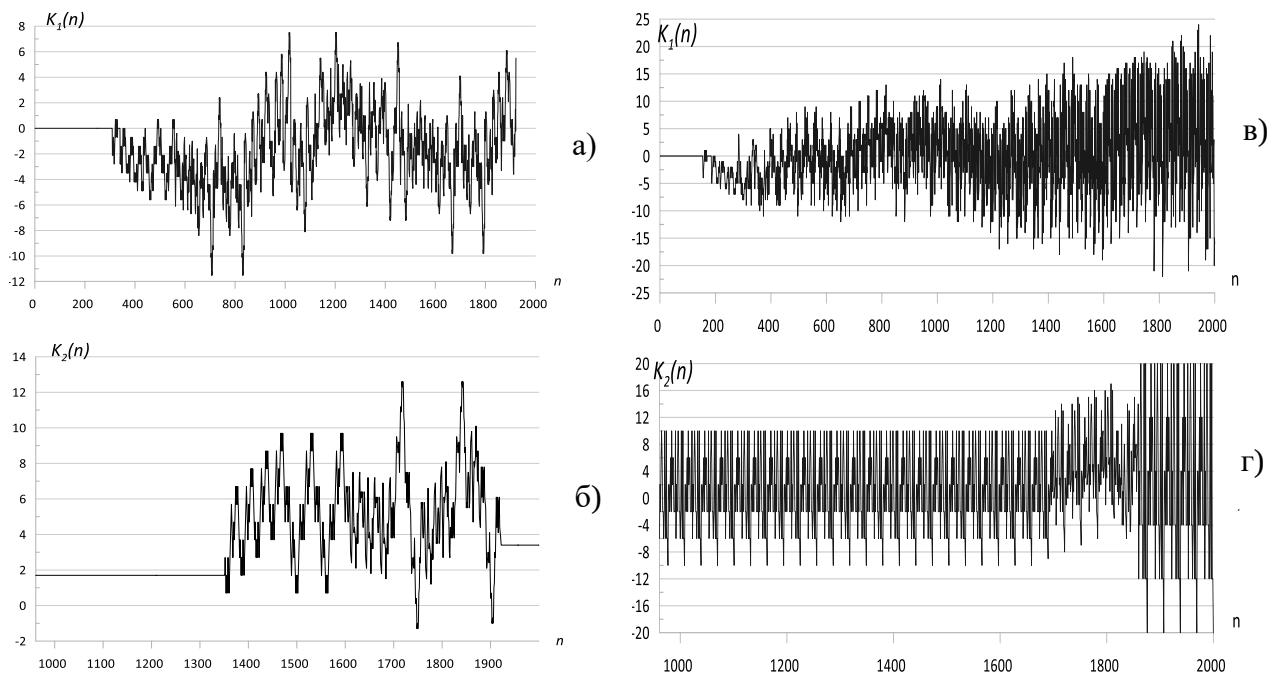


Рисунок 3.7. Результат вычисления ВФК при $k=L$ (слева) и $k=L-1$ (справа) и отсутствии одной из компонент S_1 или S_2

Из графиков, приведенных на рис.3.7, видно, что вносимая шумовая компонента в ВФК при $k \neq L$ возрастает и имеет накопительный характер. Однако, ей можно пренебречь, поскольку основные максимумы ВФК возрастают

значительно быстрее с каждым периодом принимаемого сигнала. Серьезное влияние этот эффект окажет при увеличении количества опорных последовательностей, задающих модуляцию ФКМ сигнала. Таким образом, сигнал, образованный сложением ПСП с одинаковым правилом кодирования, при обработке на двух корреляторах разделять специальными методами или фильтровать не требуется.

В рассмотренном методе обработки ФКМ сигнала с комбинированным правилом кодирования точность определения временной задержки определяется по ширине пиковых значений ВФК быстрой ПСП и зависит от Δt , а диапазон измеряемых временных задержек – по ВФК медленной ПСП и зависит от T_2 . Таким образом, устраняется неоднозначность определения временной задержки от дальних областей обзора.

Например, если длину быстрой ПСП W_1 взять равной $L_1 = 31$ и $k = N = 31$ раз увеличить масштаб медленной ПСП W_2 , то последовательность W_2 будет иметь длину в $L_2 = kL = 961$ отсчетов. В этом случае длительность одного кванта медленной ПСП W_2 становится равной длительности периода быстрой ПСП W_1 , а период излучаемого сигнала в целом равным периоду T_2 медленной ПСП. На рис. 3.8а,б представлены корреляционные функции $K_1(n)$ и $K_2(n)$, вычисленные на двух корреляторах для входного сигнала, имеющего две полезные составляющие X_1 и X_2 с амплитудами $A_1 = 1$, $A_2 = 0.7$, с временными задержками $\tau_1 = 570$ и $\tau_2 = 379$. На рис. 3.8в представлен фрагмент результирующей ВФК на интервале, принадлежащем третьему периоду длиннопериодной ПСП. При этом ВФК $K_1(n)$ вычислялась на первом корреляторе с опорной последовательностью W_1 , а $K_2(n)$ – на втором корреляторе с опорной последовательностью W_2 .

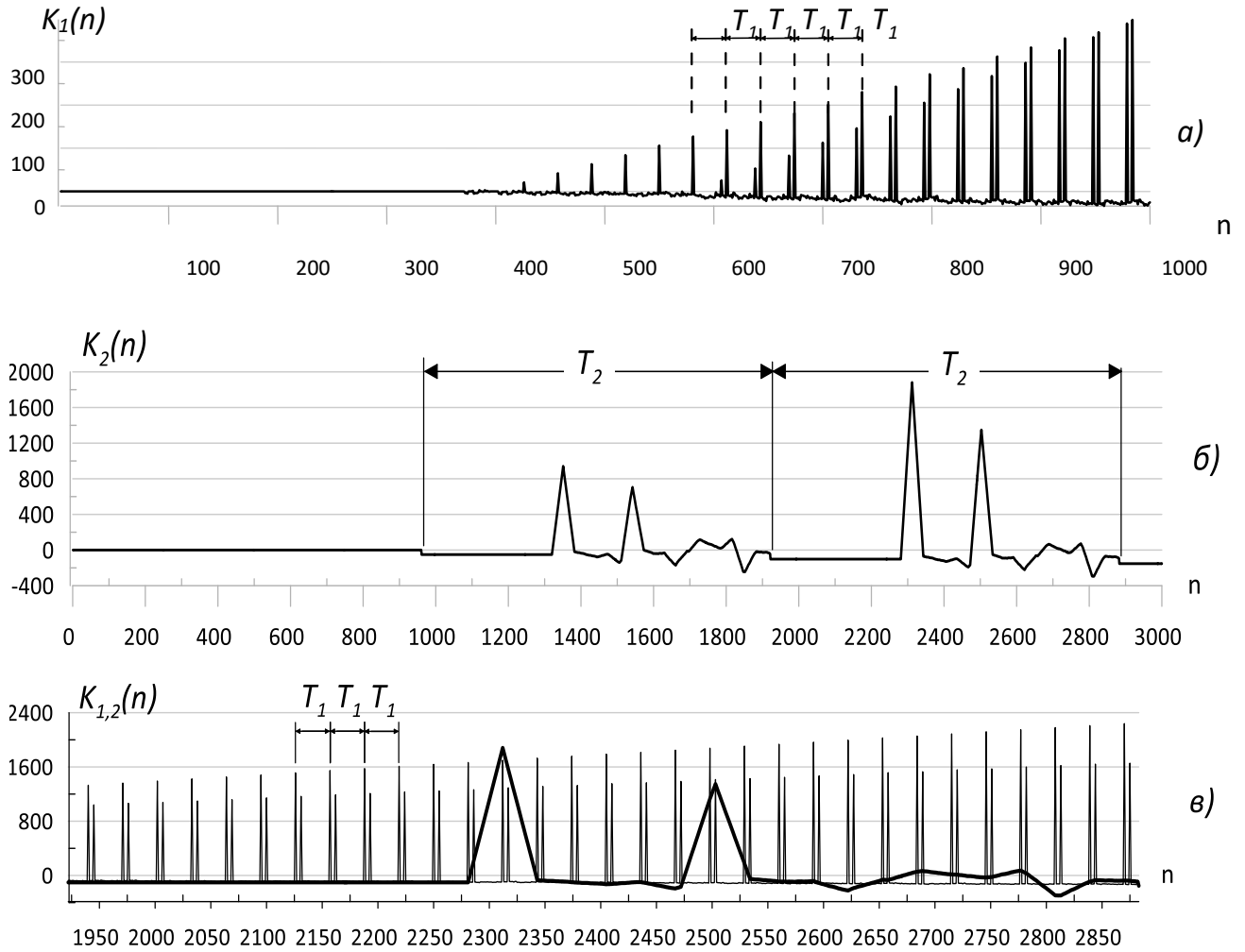


Рисунок 3.8. Корреляционные функции K_1 и K_2 с опорными ПСП W_1 (а) и W_2 (б); результат наложения ВФК $K_1(n)$ и $K_2(n)$ на интервале равном T_2 (в)

Таким образом, выходящую за пределы периода T_1 временную задержку можно определять посредством совпадения экстремальных значений наложения корреляционных функций быстрой и медленной составляющих сигнала. При этом точность измерения временной задержки определяется по ширине пиковых значений быстрой ВФК, а диапазон измеряемых временных задержек – по медленной ВФК, вычисление которой необходимо для устранения неоднозначности определения временной задержки от дальних областей обзора, временная задержка τ от которых превышает длительность короткопериодной ПСП (при $\tau > T_1$). Кроме того, за счет большого количества усреднения значений ВФК по всей длительности принимаемого сигнала T_2 значительно увеличивается

отношение сигнал/шум на выходе коррелятора. Увеличение количества периодов усреднения значений ВФК можно продолжать до тех пор, пока не будет достигнут заданный порог обнаружения по выбранному критерию.

Предложенный подход позволяет устранить неоднозначность определения временной задержки при расширении диапазона измерения, однако требует увеличения требуемых ресурсов вычислительной техники за счет увеличения объема буфера хранения данных и применения второго коррелятора с количеством элементов равным, $L*k$ [115]. Для устранения этого недостатка был предложен следующий подход, который реализуется на базе ПЛИС.

3.2.2 Разработка алгоритма устранения неоднозначности измерения временной задержки с прореживанием в блоке цифровой обработки сигнала

В связи с избыточностью информации и значительным количеством отсчетов в составляющей S_2 был предложен подход, в котором для генерации W_1 и W_2 необходимы две синхронизирующие импульсные последовательности – одна c_1 для генерации составляющей W_1 , а другая c_2 – для генерации составляющей W_2 (рис.3.9) [114]. При этом c_1 является тактовой частотой АЦП. Импульсная последовательность c_2 из последовательности c_1 получается путём деления частоты на коэффициент масштабирования k .

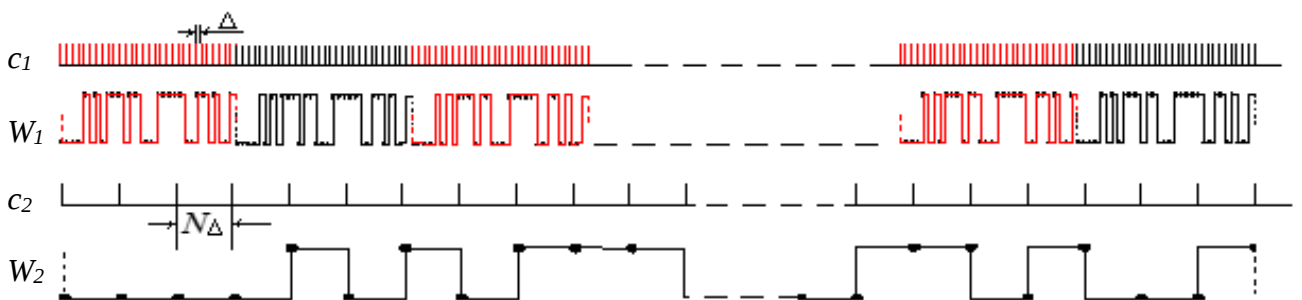


Рисунок 3.9. Последовательности W_1 , W_2 и их синхронизирующие импульсные последовательности c_1 и c_2

На рисунке 3.10 представлен алгоритм работы корреляционного измерителя временной задержки с прореживанием принимаемого сигнала и обработкой на двух корреляторах.

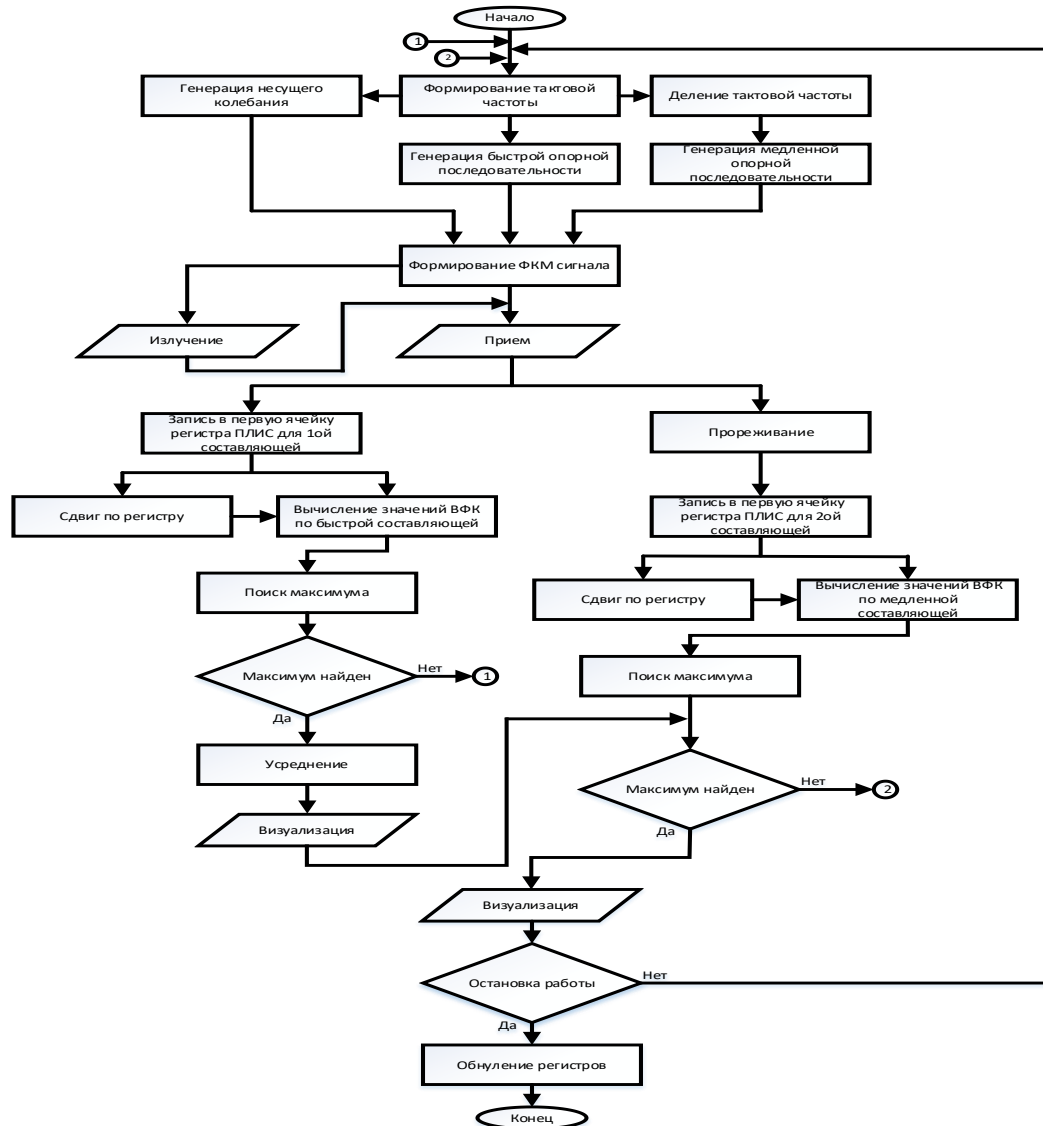


Рисунок 3.10. Алгоритм работы корреляционного измерителя с комбинированным методом кодирования опорной последовательности и прореживанием на двух корреляторах

Важным является то, что данный подход может быть реализован на ПЛИС, причем синхронизирующие импульсные последовательности c_1 и c_2 образуются из одной тактовой частоты ПЛИС. Таким образом, изменяя тактовую частоту ПЛИС возможно изменять длительности опорных последовательностей, что, в свою очередь, изменяет характеристики локационной системы по точности и дальности измерения.

Принимаемый сигнал детектируется амплитудным детектором и после АЦП поступает в ПЛИС. Поскольку в сигнале $S(i)$ присутствуют две составляющие $S_1(i)$, образованная последовательность W_1 , и $S_2(i)$, образованная последовательностью W_2 , то для определения временной задержки по каждой из них требуются два коррелятора (рисунок 3.11). Для разделения составляющих сигнала, образованных различными опорными последовательностями, запись осуществляется в сдвиговые регистры. Один из них принимает данные в темпе, определяемом частотой дискретизации f_d . Объём сохраняемых данных соответствует числу отсчётов в скользящем окне. Сохранённые отсчёты параллельно по L шинам передаются в блок вычисления $ВФК$ с опорным сигналом W_1 . Так определятся временной сдвиг по быстрой составляющей. Для определения задержки по медленной составляющей данные от АЦП прореживаются в N раз и сохраняются во втором сдвиговом регистре, синхронизируемом импульсами c_2 .

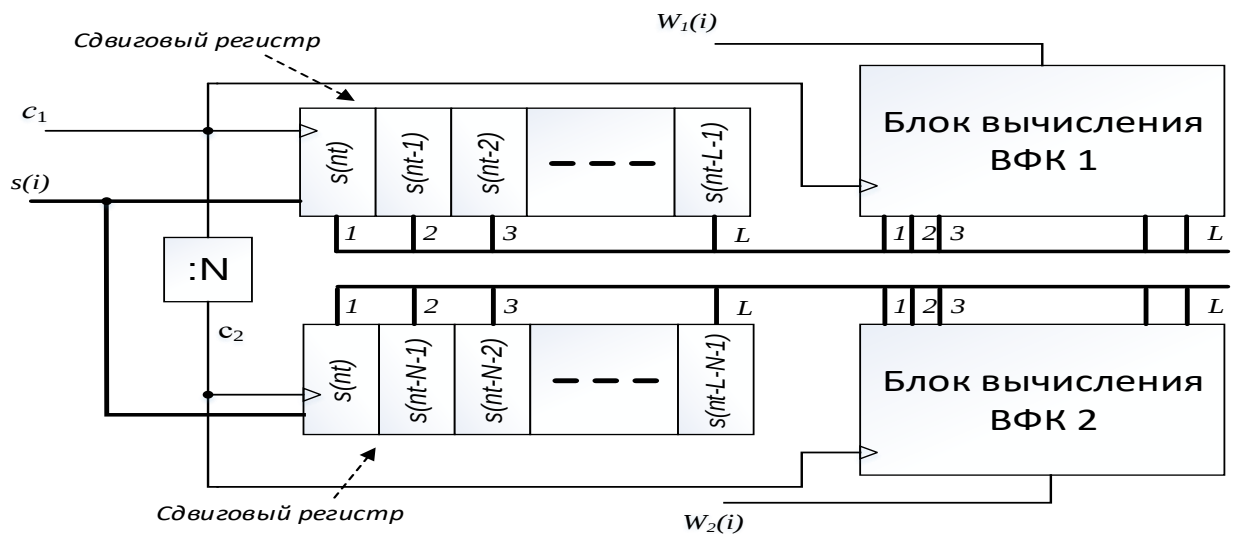


Рисунок 3.11. Схема последетекторной обработки сигнала, полученного наложением двух опорных последовательностей

В этом случае темп поступления данных в сдвиговый регистр соответствует f_d / N , а их объём, как и в предыдущем случае, равен длине модулирующей ПСП. Из регистра параллельно по L шинам данные передаются в блок вычисления функции корреляции прореженного потока и опорного

сигнала W_2 . Оба блока вычислений ВФК работают по одному и тому же алгоритму, определяемому выражением:

$$K_{1,2}(i) = \sum_{n=nt}^{M-nt-1} W_{1,2}(n)s(n-i).$$

Отличие состоит лишь в темпе поступления данных из сдвиговых регистров и отсчётов опорных ПСП W_1 и W_2 . Одна из них образована отсчётами, идущими непосредственно от АЦП с частотой дискретизации f_0 , определяемой периодом T_1 ($f_0 = 1/T_1$) синхронизирующей последовательности c_1 , а другая получается путём прореживания первой в N раз.

На рисунке 3.12 представлены значения ВФК, полученные по описанному методу при $k=L$. При этом становится не важно, как сформировано комбинированное правило кодирования – по 3.1 или 3.2, так как при прореживании информация, содержащая быструю составляющую, на входе второго коррелятора отсутствует. На рисунке 3.12 по горизонтальной оси отложены номера отсчётов ВФК в пределах скользящего окна, а по вертикальной – значения ВФК в относительных единицах.

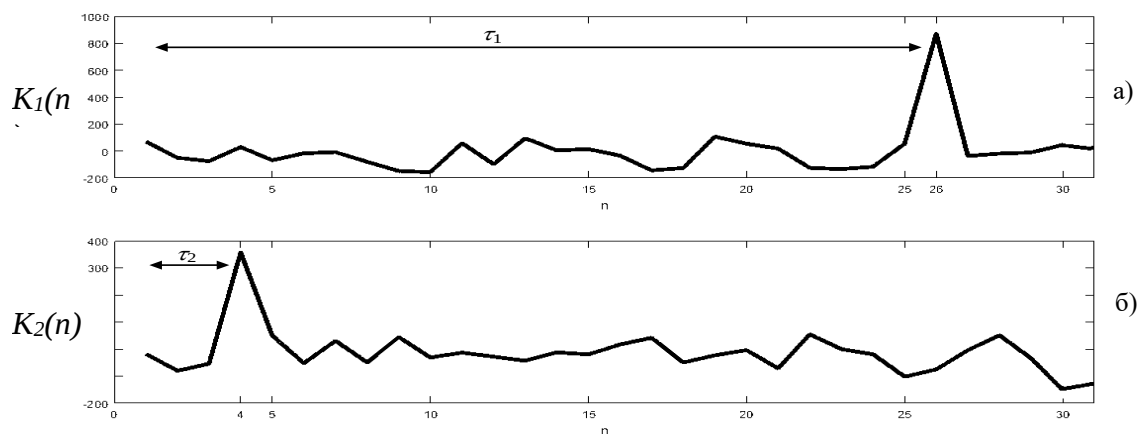


Рисунок 3.12. ВФК для быстрой (а) и медленной (б) составляющих сигнала.
Отношение сигнал/шум = -10 дБ

Отношение сигнал/шум на входе блока обработки бралось равным -10дБ. Видно, что и для быстрой и медленной опорных ПСП корреляционные максимумы уверенно выделяются. Для определения, к какой зоне обзора

принадлежит временная задержка, достаточно номер максимума ВФК на выходе второго коррелятора умножить на k .

В таблице 3.1 приведены требуемые вычислительные ресурсы ПЛИС ф. Xilinx для аппаратной реализации на платформе Spartan-3AN XC3S700AN предложенного алгоритма расширения диапазона однозначно определяемых временных задержек при непрерывном приеме ФКМ сигналов для $L_1=L_2=31$.

Таблица 3.1

Ресурс	Требуемое количество	Доступно	Загруженность, %
Количество триггеров	7,092	11,776	60%
Базовые логические элементы	6,271	5,888	106%
4-х битные таблицы преобразования	11,973	11,776	102%

Адаптированный под возможности ПЛИС подход с применением прореживания входных данных и использования двух корреляторов одинаковой длины позволяет устранить неоднозначность определения временной задержки при расширении диапазона измерения. Быстродействие и точность определения временной задержки такой системы обработки сохраняются как в предыдущем подходе, однако, не получается уложиться в доступные вычислительные ресурсы ПЛИС Spartan-3AN. Для аппаратной реализации предложенного подхода достаточно взять старшую модель ПЛИС Spartan-3AN XC3S1400AN, которая по вычислительным ресурсам превосходит XC3S700AN в среднем в 2 раза. Однако, Spartan-3AN XC3S1400AN на сегодняшний день можно отнести к ресурсограниченной платформе для реализации цифровых методов обработки сигналов и цена ее также не велика.

3.2.3 Разработка аппаратно-ориентированного алгоритма устранения неоднозначности измерения квазинепрерывного ФКМ сигнала

В условиях постоянно меняющейся помеховой обстановки возникает необходимость перестройки несущей частоты зондирующего сигнала, для чего необходим переход к квазинепрерывному зондированию пачками ФКМ сигналов, используя паузы между пачками для перестройки несущей частоты. Время между пачками можно использовать для дальнейшей обработки сигнала и обмена информацией с внешней системой управления. Тактовая частота ПЛИС может быть значительно выше периода синхронизирующей последовательности c_1 . Если учесть, что правило кодирования одинаковое для обеих компонент сигнала и то, что корреляторы при прореживании становятся идентичными по количеству элементов, то становится возможным обработку по медленной составляющей делать во время паузы между пачками с частотой тактирования ПЛИС на том же корреляторе, что и по быстрой, подключив к его входу сдвиговый регистр, в котором хранятся прореженные данные [115]. Недостатком такого подхода является незначительное снижение быстродействия системы обработки. При этом необходимо задействовать регистры памяти для накопления отсчетов входного сигнала на интервале времени равном длительности медленной опорной последовательности. На рисунке 3.13 представлен алгоритм работы корреляционного измерителя временной задержки с применением комбинированного правила кодирования опорной последовательности и прореживанием принимаемого сигнала при обработке на одном корреляторе.

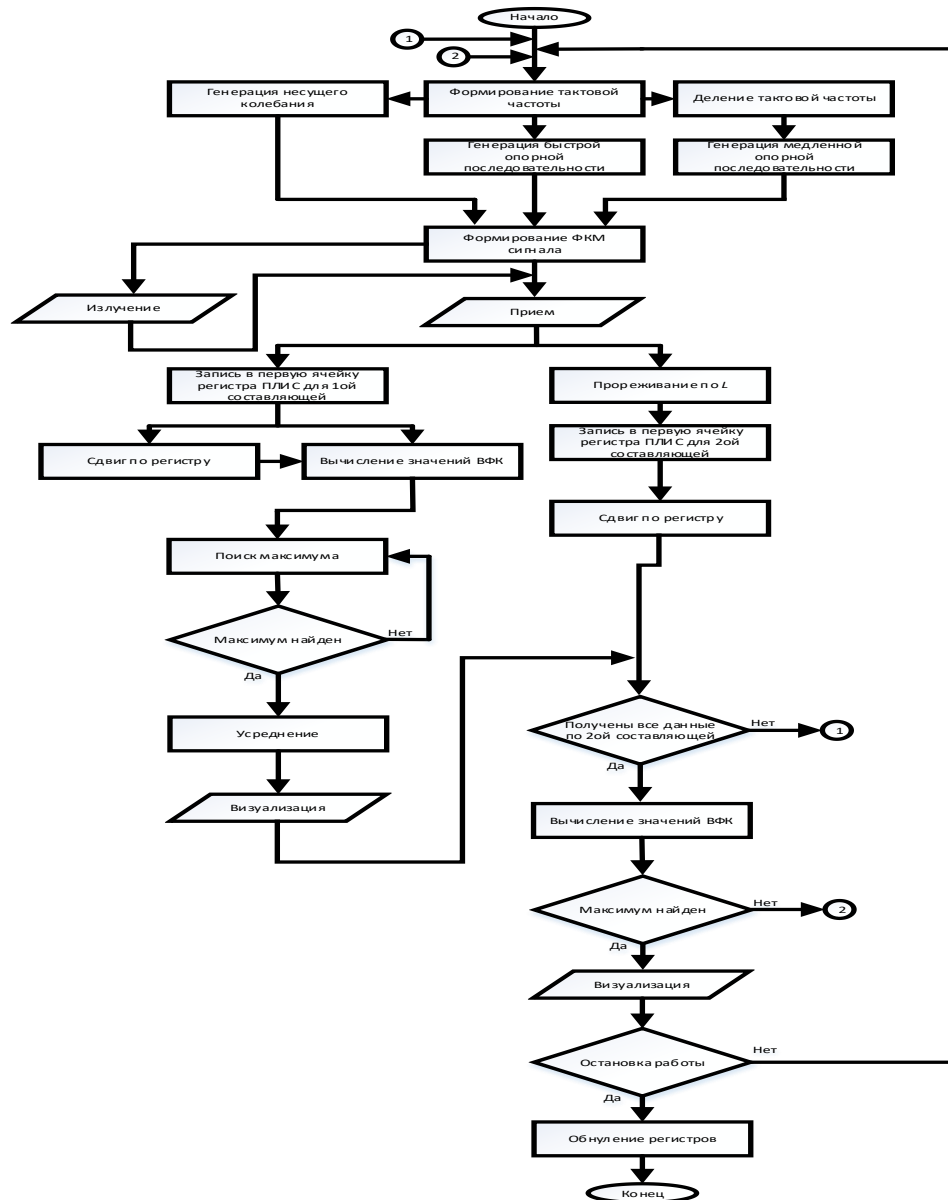


Рисунок 3.13 Алгоритм работы измерителя временной задержки с комбинированным методом кодирования опорной последовательности на одном корреляторе

На рисунке 3.14 представлена схема последетекторной обработки сигнала, промодулированного комбинированным правилом кодирования на одном корреляторе с прореживанием для сокращения избыточности информации. Для смены тактового сигнала используется «Схема управления», в которой формируется сигнал разрешения в паузах между пачками излучения.

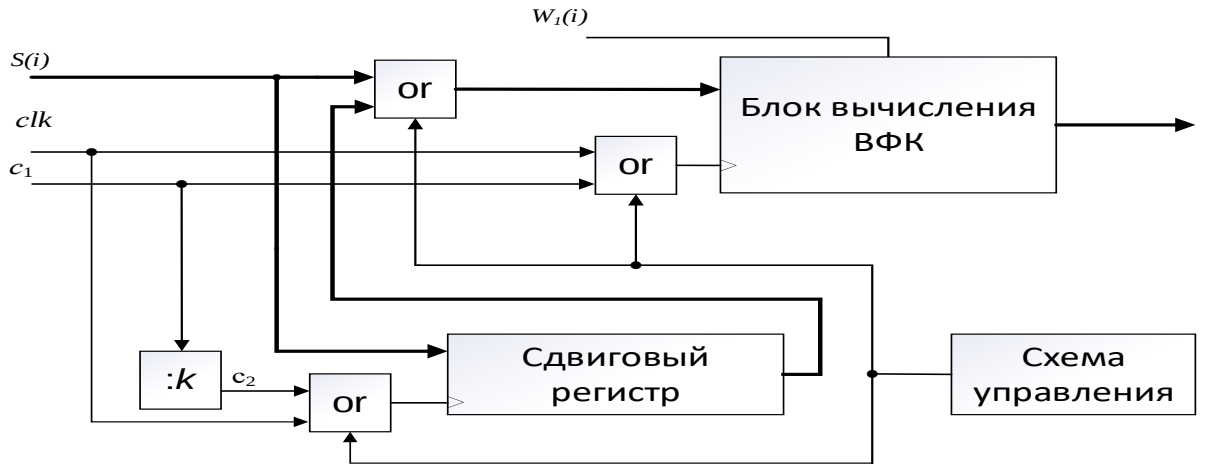


Рисунок 3.14. Схема последетекторной обработки сигнала с комбинированным правилом кодирования на 1 корреляторе

Численное моделирование показало, что если разница между временными задержками составляет целое число длин короткопериодной ПСП, то максимумы ВФК по ней накладываются и различение этих задержек возможно при рассмотрении максимумов ВФК длиннопериодной ПСП (рисунок 3.15).

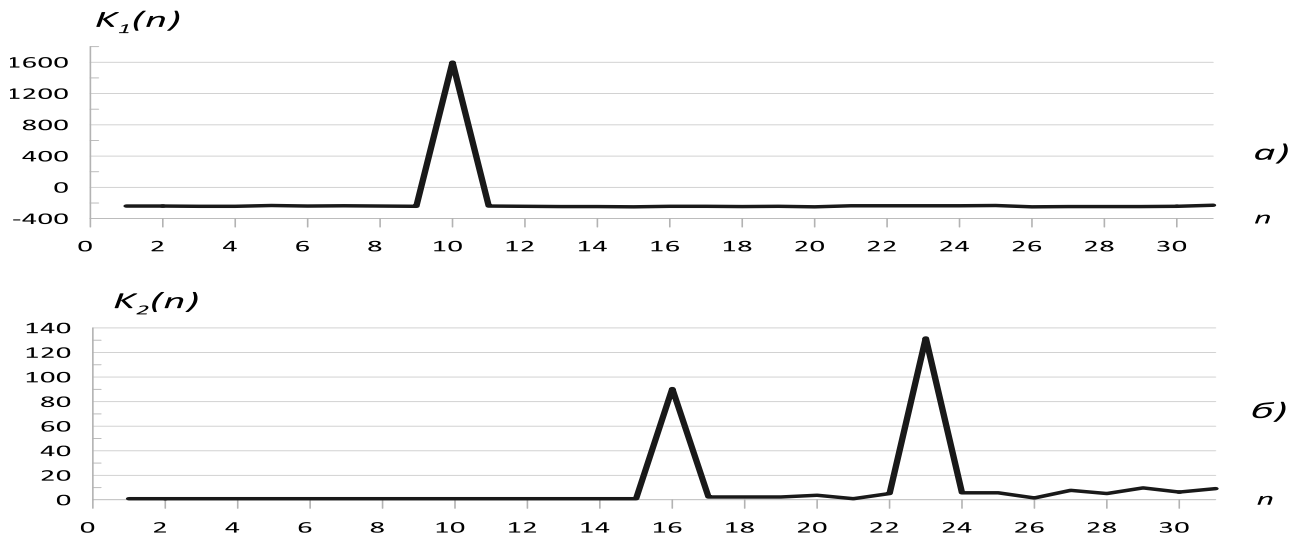


Рисунок 3.15 ВФК двух сигналов с временными задержками равными целому числу длин короткопериодной ПСП

В таблице 3.2 приведены требуемые вычислительные ресурсы ПЛИС ф. Xilinx для аппаратной реализации на платформе Spartan-3AN XC3S700AN предложенного алгоритма расширения диапазона однозначно определяемых временных задержек при квазинепрерывном приеме ФКМ сигналов для $L_1=L_2=31$ на одном корреляторе.

Таблица 3.2

Ресурс	Требуемое количество	Доступно	Отношение, %
Количество триггеров	3,728	11,776	32%
Базовые логические элементы	4,013	5,888	68%
4-х битные таблицы преобразования	6,612	11,776	56%

В результате, не смотря на усложнение закона модуляции, удалось свести к минимуму объём вычислений, а, следовательно, и снизить объем требуемых вычислительных ресурсов ПЛИС в среднем в 2 раза относительно выполнения обработки на двух корреляторах, представленного в подразделе 3.2.2, и обеспечить расширение диапазона однозначности определения временной задержки принимаемого ФКМ сигнала при корреляционной обработке на базе ПЛИС с сохранением точности измерения. Предлагаемый подход позволяет расширить диапазон измерения временной задержки корреляционным измерителем без потери точности при незначительном увеличении требуемых ресурсов вычислительной техники.

Для дальнейшего расширения диапазона и устранения неоднозначности измеряемых задержек при излучении и приеме ФКМ сигналов возможно добавление в модулирующий сигнал дополнительных опорных ПСП, у которых длина кванта будет равной периоду предыдущей последовательности. Однако следует обратить внимание, что при таком подходе будет увеличиваться время накопления входных данных и количество сдвиговых регистров для их накопления. Поэтому под конкретную задачу следует выбирать правило кодирования, исходя из требуемой точности, быстродействия определения временной задержки, а также объема доступных вычислительных ресурсов.

3.3 Выводы

По результатам, приведенным в третьей главе, были сделаны следующие выводы:

1. Исследована возможность повышения однозначности измерения временной задержки за счет добавления в модулирующий сигнал меток в виде инвертированной, инверсной и имеющей другой код опорных последовательностей. Показано, что такие подходы не значительно повышают однозначность измерения, а также ведут к повышению пик-фактора и возникновению помех при переходе от метки к метке.
2. Разработан метод формирования излучаемого сигнала на основе комбинированного правила кодирования, позволяющий расширить диапазон и устранить неоднозначность измерения временной задержки непрерывного ФКМ сигнала.
3. Предложена аппаратная реализация системы обработки непрерывно принимаемого ФКМ сигнала на двух корреляторах, тактирование, которых осуществляется кратными частотами, образованными из тактовой частоты ПЛИС.
4. Показана возможность при переходе к квазинепрерывному приему ФКМ сигнала, сформированного по комбинированному правилу кодирования, перейти на обработку на одном корреляторе с усреднением по периоду короткопериодной ПСП, что позволяет значительно расширить диапазон измеряемых временных задержек без потери точности при незначительном увеличении требуемых на реализацию вычислительных ресурсов ПЛИС.
5. При выборе длительности кванта короткопериодной опорной последовательности равным периоду тактовой частоты ПЛИС, становится возможным быстро перестраивать систему обработки и формирования ФКМ сигнала под требуемые характеристики точности и однозначности измерения временной задержки.

ГЛАВА 4 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА

В разделе предложен механизм измерения частотного сдвига, заключающийся в вычислении быстрого преобразования Фурье, поперiodно усредненных значений функции корреляции. Выполнено численное моделирование, предлагаемого метода. Дана оценка точности и помехозащищенности предлагаемого метода. Предложен подход к реализации БПФ на базе ПЛИС, эффективный с точки зрения использования вычислительных ресурсов. Основные результаты главы опубликованы в работах [116, 117, 118, 123].

4.1 Анализ влияния эффекта Доплера на измерение временной задержки корреляционным измерителем

В подразделе рассмотрено влияние эффекта Доплера на измерение временной задержки корреляционным измерителем. Приведена оценка точности и помехозащищенности разработанного алгоритма измерения временной задержки при влиянии эффекта Доплера.

4.1.1 Численное моделирование работы корреляционного измерителя временной задержки при влиянии эффекта Доплера

Ранее рассматривалась работа корреляционного измерителя временной задержки без учета влияния эффекта Доплера. Однако, реально достигаемые скорости современных воздушных и водных объектов могут оказывать значительное влияние на измерение временной задержки в системах, построенных на основе вычисления корреляционной функции. Особенно это становится важно при относительно небольшой длительности опорного сигнала, например, в ближней зоне измерения.

Моделировалась ситуация, при которой зондируемый объект двигался в сторону приемника. При $v = \text{const}$ распределение модуля функции $K(\theta)$ выглядит как периодическая последовательность импульсов, подобная той, что

изображена на рис. 2.4, но с меньшим чем T периодом T_c . Эффект Доплера сохраняет повторяемость пиковых значений $K(\theta)$ по θ , но делает эту функцию комплексной со знакопеременными реальной $\text{Re}[K(\theta)]$ и мнимой $\text{Im}[K(\theta)]$ частями, с уменьшенным или увеличенным в зависимости от знака v периодом $T_c = T/\gamma$ [116]. Распределения пиковых значений $\text{Re}[K(\theta)]$ и $\text{Im}[K(\theta)]$ знакопеременны и их пиковые значения изменяются по закону близкому к синусоидальному и имеют частоту, определяемую частотой Доплера (рис. 4.1). Пиковые значения наблюдаются на фоне боковых лепестков, уровень которых значительно ниже максимальных значений $|K(\theta)|$. Вычисляемая задержка τ , зависит как от доплеровской деформации, так и от вызванного движением объекта изменения задержки сигнала Δt . При $v \neq 0$ на каждом периоде опорного сигнала T к измеряемой задержке τ добавляется приращение $\delta\tau = \beta\theta_{\max}$, где $\theta_{\max}$ – сдвиговое время, соответствующее пиковому значению $|K(\theta)|$ в предшествующем кадре ВФК. Показанные на рис. 4.1 вариации $\text{Re}[K(\theta)]$ соответствуют $\gamma = 1.01$. Такое значение γ привело к постепенному от периода к периоду T смещению пиковых значений ВФК в сторону нарастающих значений θ , на что показывает уменьшение измеряемой задержки τ от $\tau = 51$ до $\tau = 20$.

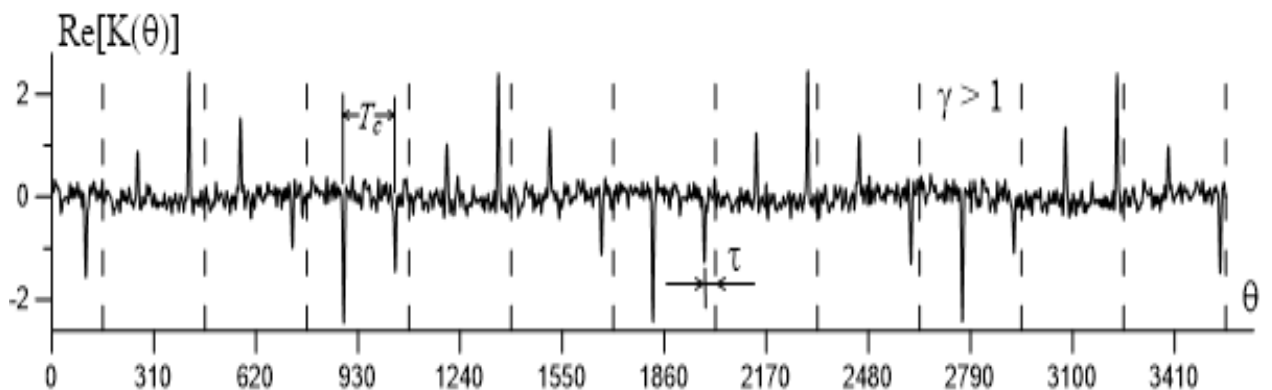


Рисунок 4.1. ВФК при $v > 0$

Те же вариации (вариации $\text{Re}[K(\theta)]$ при $v > 0$ и $K(\theta)$ при $v = 0$), но в виде двух фрагментов с увеличенным масштабом по θ показаны на рис. 4.2а и рис.

4.2б соответственно. Модуляция $\text{Im}[K(\theta)]$ имеет тот же вид, что и модуляция $\text{Re}[K(\theta)]$, но со сдвигом фазы на $\pi/2$.

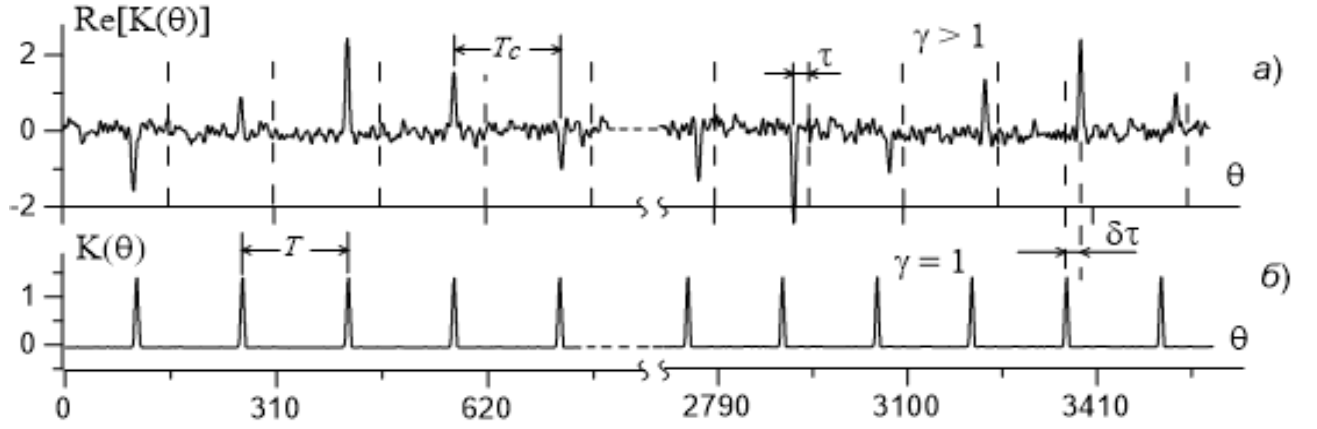


Рисунок 4.2. Фрагменты реальной части ВФК при $v > 0$ (а) и ВФК при $v = 0$ (б)

Различие в длительностях периодов опорного T и принимаемого T_c сигналов влияет на измеряемую временную задержку τ . Происходит это потому, что при последовательном переходе от одного периода T опорного сигнала к другому соответствующее экстремуму $K(\theta)$ значение τ может увеличиваться или уменьшаться с разной скоростью в зависимости от радиальной скорости источника. Наряду с изменением периода T_c в ВФК появляются боковые лепестки, уровень которых возрастает при увеличении модуля скорости v .

4.1.2 Оценка точности и помехозащищенности алгоритма измерения временного сдвига корреляционным измерителем в присутствии влияния эффекта Доплера

В отсутствии эффекта Доплера, когда $\Delta f = 0$ и $\Delta t = \text{const}$ функции $X_n(t, \Delta t, \gamma_n)$ периодичны с периодом T . С тем же периодом, но по сдвиговому времени θ повторяются главные максимумы модуля ВФК

$$K_{ni} = |K_n(\theta = \theta_{\max.i})| = |\tilde{K}_n(\theta = \theta_{\max.i})| \cdot A_n L \quad (4.1)$$

в точках $\theta = \theta_{\max.i}$ (i – порядковый номер максимума). Это иллюстрирует рис. 4.1а, где на нескольких кадрах (периодах T) сдвигового времени θ показано полученное путем численного моделирования распределение $K(\theta)$ для

однокомпонентного сигнала ($N = 1$). Возможные помехи в расчет не принимались. На рисунках по вертикальным осям откладываются значения измеряемых величин, отнесенные к масштабному коэффициенту, задаваемому при графическом отображении. Для модуляции и в качестве опорного сигнала $S_0(t)$ использовалась ПСП, имеющая длину $L = 31$, длительность кванта $\Delta = 5\Delta_t$ и период $T = 155$. Измеряемая задержка τ соответствует положению максимума ВФК относительно верхней границы текущего кадра (пунктирные линии на рис. 4.3); точность $\delta\tau$ измерения τ определяется полушириной кванта Δ ($\delta\tau \approx \Delta/2$).

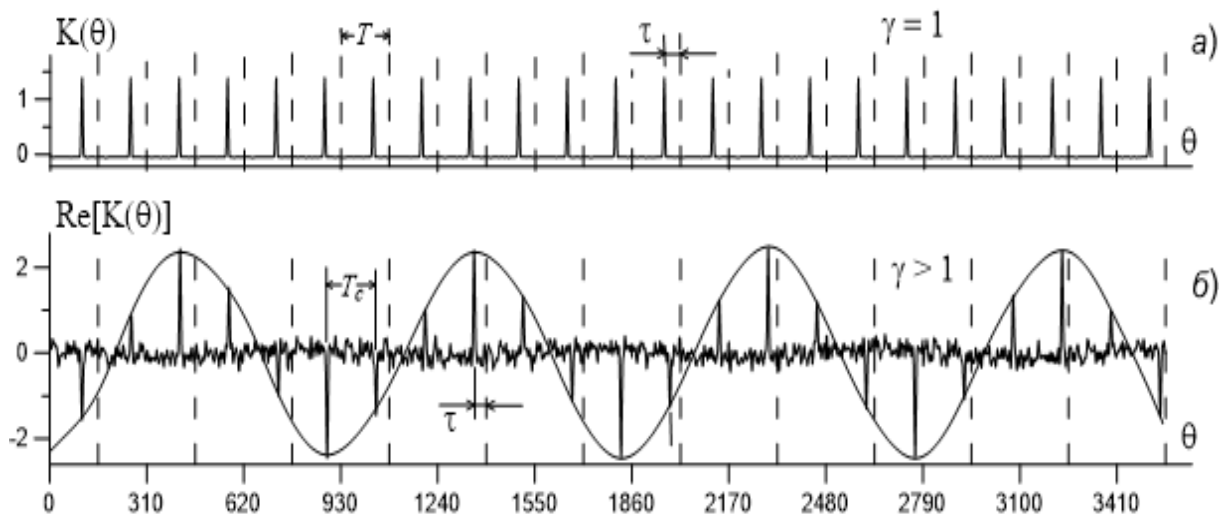


Рис. 4.3. Распределение $\text{Re}[K(\theta)]$ при $v=0$ (a) и при $v > 0$ (б)

Если зондируемый объект движется с постоянной скоростью, то повторяемость пиковых значений ВФК по θ сохраняется, но изменяется период повторения $T_c = T/\gamma$, и появляются периодические с частотой Доплера вариации квадратурных составляющих ВФК (реальной $\text{Re}[K(\theta)]$ и мнимой $\text{Im}[K(\theta)]$ частей). Кроме этого, доплеровская деформация приводит к появлению боковых лепестков, уровень которых возрастает по мере роста $|v|$. В условиях, когда сжатие/расширение сигнала $S(t)$ не превышает длительности кванта Δ , отношение h_{ni} максимальных значений модуля ВФК к уровню боковых лепестков для каждой из n составляющих в $S(t)$ можно оценить по формуле [116]:

$$h_{ni} \approx \frac{K_{ni}(1 - 0.25\Delta \cdot \beta_n K_{ni})}{0.5\Delta \cdot \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi}}. \quad (4.2)$$

Ширина пиковых значений ВФК примерно в h_{ni} раз увеличивается, из-за чего в h_{ni} раз уменьшается разрешающая способность по сдвиговому времени.

Моделировалась ситуация, когда зондируемый объект двигался в сторону приемника с постоянной скоростью, при которой параметр $\gamma = 1.01$. В этом случае распределение модуля $K(\theta)$ (рис. 4.3б) выглядит как периодическая последовательность импульсов, подобная той, что изображена на рис. 4.3а, но с меньшим чем T периодом T_c . Пиковые значения $\text{Re}[K(\theta)]$ изменяются с частотой Доплера по закону близкому к синусоидальному (рис. 4.3б).

Измеряемая задержка τ зависит как от доплеровской деформации, так и от изменения задержки сигнала Δt , вызванного движением объекта. При $v \neq 0$ на каждом периоде T опорного сигнала τ получает приращение $d\tau = \beta\theta_{\max} (\tau = \tau + d\tau)$, где $\theta_{\max}$ – время, соответствующее пиковому значению $|K(\theta)|$ в предшествующем кадре ВФК. Из-за этого постепенно от периода к периоду T экстремумы ВФК смещаются в сторону нарастающих или уменьшающихся в зависимости от знака скорости v значений θ . Для представленного на рис. 4.3б случая ($v > 0$), измеряемая задержка τ уменьшалась от $\tau = 45$ до $\tau = 11$. По наблюдаемым приращениям $d\tau$ можно определить знак доплеровского сдвига v .

В присутствии шумовой помехи отношение сигнал/помеха для каждой n -ой составляющей сигнала на выходе коррелятора равно отношению

$$r_{\text{вых.}ni} = K_{ni} / \sigma_{\text{вых}}$$

значений модулей реальной части ВФК K_{ni} в точках экстремумов $\theta = \theta_{\max.i}$ к дисперсии $\sigma_{\text{вых}}$ помеховой составляющей. Вклад в $\sigma_{\text{вых}}$ дают помеха на входе коррелятора и помехи, связанные с вычислением ВФК. Для шумовой помехи со случайным гауссовым распределением и дисперсией $\sigma_{\text{вх}}$, дисперсия шума на выходе коррелятора $\sigma_{\text{вых}} \approx \sigma_{\text{вх}} \sqrt{L}$ [30], а отношение сигнал/шум для n -ой

составляющей $S(t)$ $r_{ex.n} = \kappa_n A_n / \sigma_{ex}$. При отсутствии эффекта Доплера в установившемся режиме ВФК не содержит боковых лепестков и $K_{ni}^{\circ} = |\kappa_n| A_n L = const$. Поэтому выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе коррелятора по сравнению с тем же отношением на входе составляет величину

$$Q_{ni} = r_{ex.ni} / r_{ex.n} \approx \sqrt{L}.$$

Вызванные эффектом Доплера периодические изменения ВФК приводят к появлению боковых лепестков в $\text{Re}[K_n(\theta)]$ и $\text{Im}[K_n(\theta)]$, уровень которых растет при увеличении модуля скорости $|v|$. В этом случае дисперсия помех на выходе коррелятора σ_{ex} зависит от суммарного вклада боковых лепестков ВФК для каждой составляющей $S_n(t)$ в $S(t)$. С учетом (4.2)

$$\sigma_{ex} \approx \sigma_{ex} + 0.5 \Delta \cdot \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi}, \quad (4.3)$$

а выходное отношение сигнал/помеха для n -ой составляющей

$$r_{ex.n} \approx \frac{\max(K_{ni})}{\sigma_{ex} \sqrt{L}}, \quad (4.4)$$

где $\max(K_{ni})$ находится по максимальному из относящихся к точкам экстремумов $\theta = \theta_{\max.i}$ значению модуля реальной части ВФК.

4.2 Синтез алгоритма измерения частотного сдвига по усредненному ансамблю функции взаимной корреляции

В соответствии с (1.12) доплеровский сдвиг ν находится путем вычисления спектральной характеристики ВФН $Q(\theta, \nu = \Delta f)$ как функции сдвигового времени θ . Для этого в ВФН необходимо выделить связанные с эффектом Доплера вариации. Это можно сделать, если на каждом периоде T сдвигового времени θ принимать во внимание только средние за каждый из периодов T значения ВФК $K(\theta)$, т.е. вычислять

$$\begin{aligned}\Re(\Delta f_n) &= \sum_{m=1}^H \exp(-j2\pi\Delta f_n mT) \frac{1}{T} \int_0^T K(\theta + mT) d\theta = \\ &= \sum_{m=1}^H \exp\left(-j2\pi \frac{\Delta f_n}{f_T} m\right) \bar{K}(m),\end{aligned}\quad (4.5)$$

перейдя таким образом к дискретным значениям $\theta = mT$, где $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ – порядковый номер периода T , H – число принимаемых в расчет периодов T , $f_T = 1/T$, а

$$\bar{K}(m) = \frac{1}{T} \int_0^T K(\theta + mT) d\theta.$$

Если $\Delta f_n \ll f_T$, то

$$\bar{K}(m) \cong \sum_{n=1}^N \bar{K}_n(m) = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^N \int_0^T K_n(\theta + mT) d\theta. \quad (4.6)$$

Из (4.5) и (4.6) следует, что доплеровские сдвиги Δf_n многокомпонентного сигнала $S(t)$ можно находить посредством дискретного преобразования Фурье

$$\Re(f) = \sum_{m=1}^H \exp(-j2\pi \frac{f}{f_T} m) \bar{K}(m),$$

реализуемого по алгоритму быстрого преобразования Фурье. Размерность БПФ подбирается, исходя из требуемой разрешающей способности и числа H взятых в расчет значений $\bar{K}(m)$.

На рисунке 4.4 представлен алгоритм определение временной задержки и частотного сдвига ФКМ сигнала по корреляционно-спектральному методу [117]. Особенностью алгоритма является возможность непрерывного приема и обработки принимаемых сигналов с последующей коррекцией параметров временной задержки.

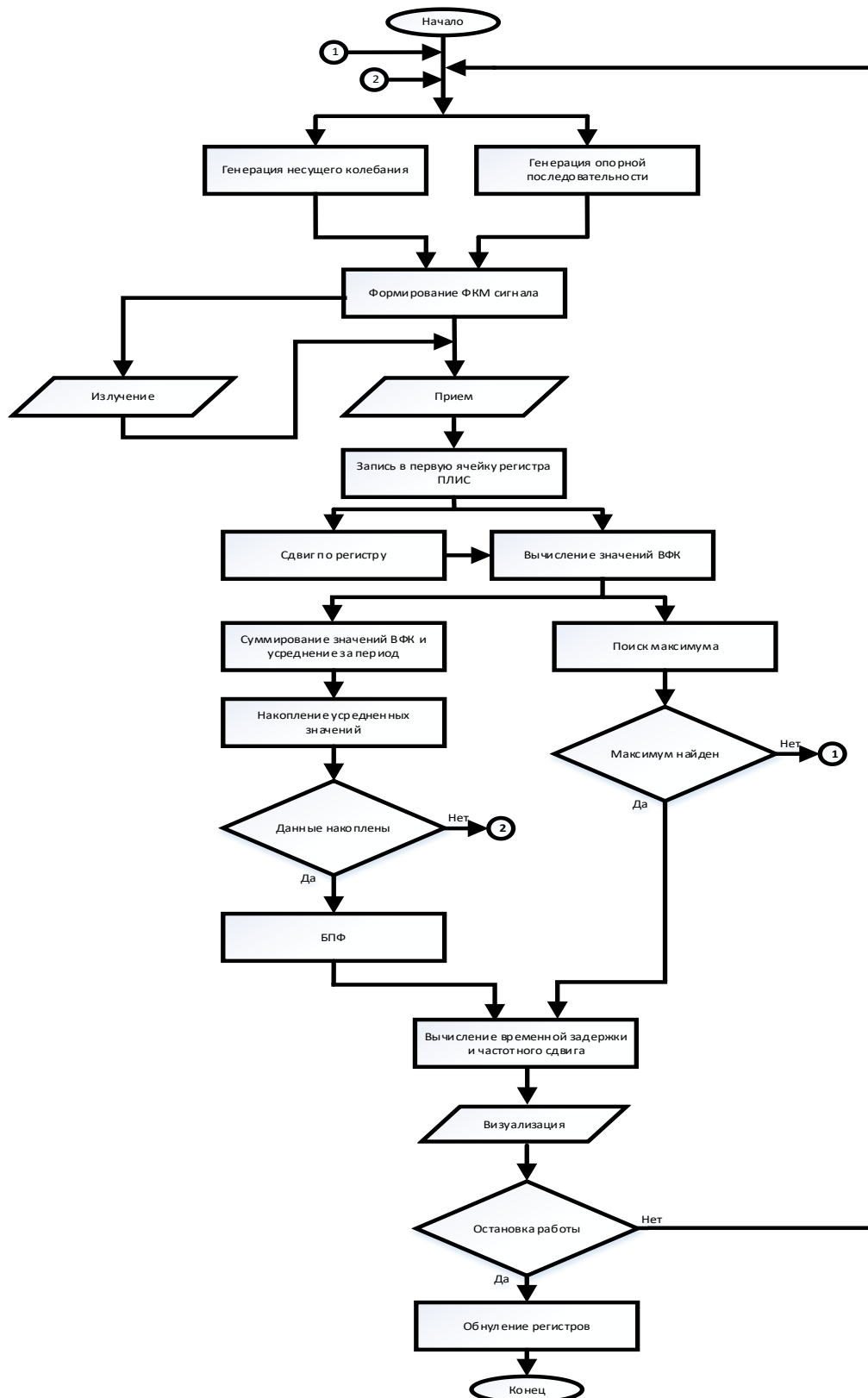


Рисунок 4.4 Алгоритм совместного измерения временных и частотных параметров ФКМ сигнала

В качестве примера на рис. 4.5 и 4.6 представлен результат численного моделирования для случая, когда $S(t)$ содержит две компоненты $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с

параметрами доплеровской деформации $\gamma_1 = 1.0005$ и $\gamma_2 = 1.00041$, с амплитудами A_1 и $A_2 = 1.5A_1$, с начальными задержками $\Delta t_{01} = 125$ и $\Delta t_{02} = 175$. Время-частотный сдвиг составляющих $S_1(t)$ и $S_2(t)$ определяется по следующим с частотой дискретизации f_θ цифровым отсчетам сигнала $S(t)$ на выходе синхронного детектора. Выбор частоты дискретизации влияет как на точность измерения время-частотного сдвига, так и на параметры доплеровской деформации. Кроме того, от f_θ зависит число приходящихся на квант Δ и на период T отсчетов. Последнее важно с точки зрения реализации способа измерения как программными (например, с применением цифровых процессоров сигналов), так и аппаратными (например, с применением ПЛИС) средствами. В рассматриваемом примере параметры γ_1 и γ_2 после дискретизации в базовой полосе частот выросли до $\gamma_1 = 1.005$ и $\gamma_2 = 1.0041$, и это позволило для модуляции и в качестве опорной использовать ПСП с относительно небольшим числом отсчетов на период T : $T = 310$ при $L = 31$ и $\Delta = 10$.

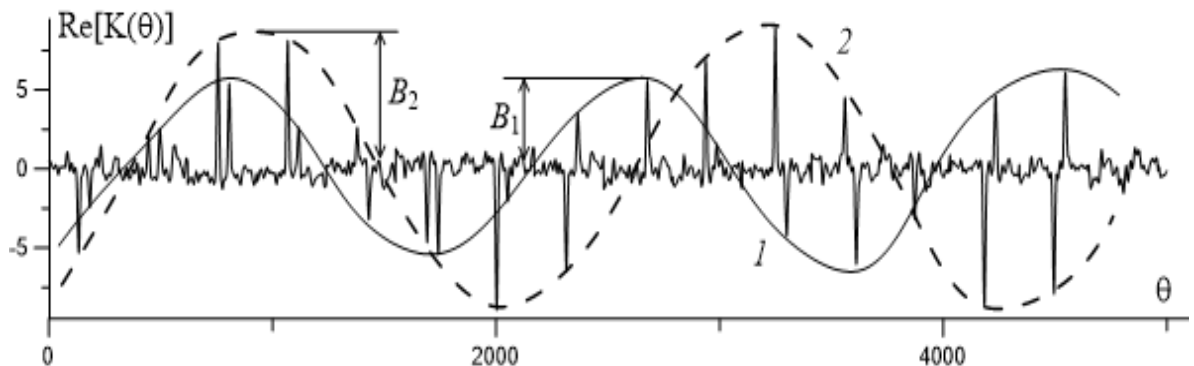


Рисунок 4.5. Вариации $\text{Re}[K(\theta)]$ для двухкомпонентного сигнала $S(t)$

Чтобы проверить помехозащищенность способа измерения время-частотного сдвига к сигналу $S(t)$ на входе детектора была добавлена помеха $n(t)$ в виде шума со случайным гауссовым распределением. Мощность помехи равнялась мощности составляющей $S_1(t)$. На рис. 4.5 представлено распределение $\text{Re}[K(\theta)]$ по сдвиговому времени, в котором выделяются две аддитивные составляющие 1 и 2. Пиковые значения $\text{Re}[K(\theta)]$ изменяются по закону близкому к синусоидальному с амплитудами $B_1, B_2 \approx 1.5B_1$.

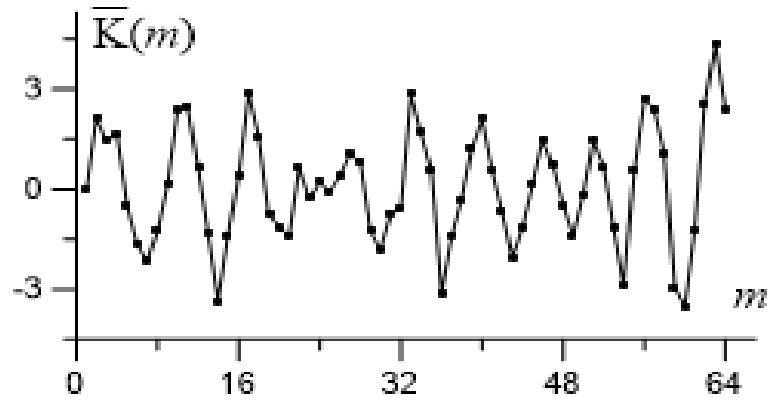
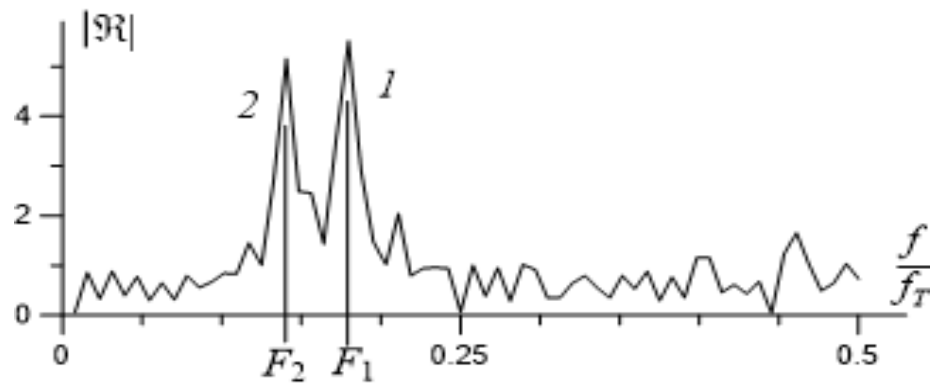


Рисунок 4.6. Усредненные значения ВФК

На рис. 4.6 показаны вариации ВФК (4.5), полученные путем поперiodного (по периодам опорного сигнала T) усреднения значений $K(\theta)$. Характер этих вариаций показывает наличие «биений» в колебаниях $\bar{K}(m)$, что говорит о присутствии в $\bar{K}(m)$ составляющих с близкими частотами.

Выделяются две аддитивные составляющие 1 и 2, пиковые значения которых изменяются по закону близкому к синусоидальному с амплитудами B_1 , $B_2 \approx 1.5B_1$. Частоты этих составляющих определялись по амплитудному спектру вариаций $\bar{K}(m)$, для чего было применено БПФ размерностью $N_{\text{БПФ}} = 128$ при числе выборок $N = 64$ (рис. 4.7).

Рисунок 4.7. Амплитудно-частотная характеристика вариаций $\text{Re}[K(\theta)]$ двухкомпонентного сигнала $S(t)$

На рисунке видны две спектральные линии 1 и 2, соответствующие частотам Доплера Δf_1 и Δf_2 двух составляющих сигнала $S(t)$. Значения частоты даны в цифровом представлении: $F_1 = \Delta f_1/f_T$ и $F_2 = \Delta f_2/f_T$. Точность измерения

частотного сдвига $dv \approx f_T/N_{\text{БПФ}}$. Присутствие шума $n(t)$ в шумоподобном сигнале $S(t)$ мало отразилось на ВФК $K(\theta)$ и на спектре профиля усредненных значений $\bar{K}(m)$ и привело лишь к незначительному увеличению помеховой составляющей при значительном ее превышении пиковыми значениями ВКФ, что подтверждает справедливость оценки (4.4) [116].

Структурная схема синтезированного корреляционно-спектрального алгоритма измерения временных и частотных параметров принимаемого ФКМ [118] представлена на рисунке 4.8.

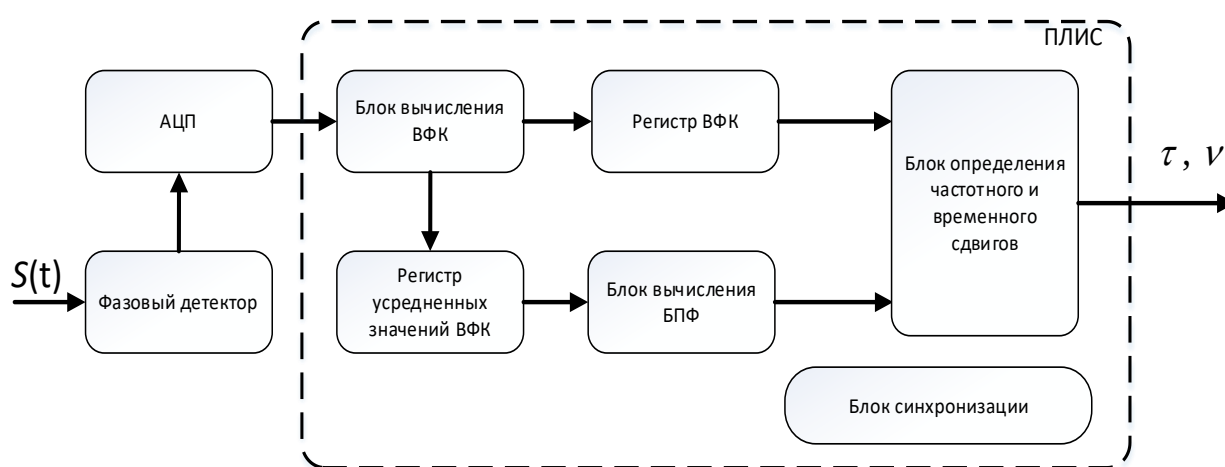


Рисунок 4.8. Структурная схема спектрально-корреляционной обработки

Основными вычислительными ядрами представленного алгоритма являются «Блок вычисления ВФК» и «Блок вычисления БПФ». В основу первого лег разработанный и подробно рассмотренный в главе 2 корреляционный измеритель. Далее рассмотрим аппаратную реализацию БПФ на базе ПЛИС с учетом требования вычислительной эффективности при минимизации вычислительных ресурсов.

4.3 Аппаратно-ориентированная реализация алгоритма измерения частотного сдвига

Одним из самых популярных средств в области цифровой обработки сигналов является быстрое преобразование Фурье (БПФ). БПФ используются для реализации быстрой свертки, при проектировании цифровых корреляторов

и спектральных анализаторов сложных сигналов. БПФ нашло широкое применение в тех задачах, где необходим переход от временной реализации к спектральной и обратно [54-56]. Быстрым преобразованием Фурье называют набор алгоритмов, реализация которых приводит к существенному уменьшению вычислительной сложности дискретного преобразования Фурье. Алгоритмы, входящие в БПФ: бит - инверсная перестановка входных данных, вычисление поворачивающихся коэффициентов, выполнение требуемого числа базовых операций.

В области проектирования элементов и средств вычислительной техники для цифровой обработки сигналов усиливается тенденция к реализации алгоритмов и их отдельных частей в виде аппаратных решений в базисе ПЛИС.

В работе [119] представлено сравнение быстродействия различных семейств DSP и ПЛИС при вычислении быстрого преобразования Фурье (БПФ) из набора библиотечных модулей. Несмотря на то, что время выполнения преобразования отличается незначительно, DSP будет загружен полностью, и реализация на нем дополнительных функций приведет к увеличению времени выполнения обработки данных. С ПЛИС на первое место выходит значение используемых ресурсов (макроячеек, DSP блоков, аппаратных умножителей и т.д.). Анализ отечественных ПЛИС в работе [120] показал, что отечественные ПЛИС по своим техническим показателям уступают зарубежным аналогам по частоте и быстродействию. Однако, применение специальных технических решений и алгоритмов позволит строить специализированные цифровые устройства на отечественной элементной базе с функциональными возможностями и техническими характеристиками, сопоставимыми с аналогами на зарубежных электронных компонентах.

Обычно блок БПФ представляет собой функционально законченное IP-ядро, разработанное производителем ПЛИС с учетом ее архитектуры. Такой подход к проектированию позволяет сократить время создания системы на основе ПЛИС за счет использования стандартизованных решений. Однако, ряд

существенных недостатков снижает эффективность применения данного подхода при создании отечественных вычислительных устройств специального назначения, а именно:

- HDL-описание модуля зашифровано и связано с соответствующей средой разработки;

- модификация внутренней структуры модуля невозможна;
- поддерживается ограниченным набором семейств ПЛИС;
- затруднен переход на отечественные ПЛИС.

Аппаратная реализация вычислителя быстрого преобразования Фурье, работающего в режиме реального времени, представляет довольно сложную задачу. Наибольшую трудность при реализации алгоритмов БПФ, как правило, вызывают операции умножения. В недорогих ПЛИС количество умножителей ограничено десятками штук. Предлагаемая аппаратная реализация алгоритма БПФ нацелена на сокращение требуемых ресурсов вычислительных систем при сохранении приемлемой точности вычислений за минимальное время. Также задачей было реализация БПФ для программируемой интегральной схемы отечественного производства.

Для реализации был выбран известный алгоритм БПФ по основанию 2 с прореживанием по времени с замещением данных [121]. Простота его реализации обуславливается отличной совместимостью БПФ и цифровых схем, обрабатывающих данные в двоичном формате. Как правило, вычисление БПФ сводится к базовым операциям, выполняемым на основе блоков «бабочки» с минимальным количеством операций умножения и сложения.

На первом этапе вычислений входные данные в порядке, соответствующем бит-реверсивной перестановке, загружаются в память промежуточных результатов. Далее после разбиения последовательности входных отсчетов сигнала на два множества (четные и нечетные отсчеты) каждое из полученных множеств также разделяется (прореживаются) на две части вплоть до

двухточечных наборов. При этом чтение и запись промежуточных данных происходит в один и тот же блок памяти.

Базовой операцией БПФ является, так называемая, «бабочка», графически изображенная на рисунке 1, где a и b – входные данные, A и B – выходные, W – поворачивающиеся коэффициенты.

Вычисление базовой операции на рисунке 1 выполняется согласно выражениям:

$$\begin{aligned} A &= a + W^{kn}b, \\ B &= a - W^{kn}b. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Предложенная реализация БПФ работает с целочисленным типом данных, в связи с тем, что реализация вычислений с комплексными величинами требует большого количества ресурсов и дополнительной разработки библиотек для БМК. Входные данные разделяются на две части – реальная и мнимая, а, следовательно, выражения (4.7) переписываются следующим образом:

$$\begin{aligned} Re(A) &= Re(a) + Re(b * W^{kn}) - Im(b * W^{kn}), \\ Im(A) &= Im(a) + Re(b * W^{kn}) + Im(b * W^{kn}), \\ Re(B) &= Re(a) - Re(b * W^{kn}) + Im(b * W^{kn}), \\ Im(B) &= Im(a) - Re(b * W^{kn}) - Im(b * W^{kn}). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Для уменьшения необходимых вычислительных ресурсов было принято решение сократить количество требуемых разрядов для поворачивающихся коэффициентов до двух, основанное на математическом моделировании. Такой выбор разрядности поворачивающихся коэффициентов позволил сохранить приемлемую точность вычисления. Разница между результатами вычисления БПФ с разрядностью коэффициентов 2 бита и 8 бит составляет 3,7 дБ.

В связи с тем, что коэффициенты БПФ не зависят от входных данных, а лишь от их количества, то было предложено не вычислять поворачивающиеся коэффициенты на каждом этапе, а хранить в ПЗУ, вычислив их заранее. Для повышения скорости работы и освобождения ОЗУ, доступного в ПЛИС, промежуточные вычисленные значения на стадиях БПФ хранятся в массиве регистров.

Для оценки требуемых ресурсов ПЛИС на предлагаемую реализацию БПФ была написана программа на языке VHDL, проведены компиляция,

имплементация, анализ временных параметров и затраченных ресурсов. Результаты оценки используемых ресурсов ПЛИС Spartan 3-AN XC3S700AN [101,102] для предлагаемой реализации и стандартного IP-ядра БПФ ф. Xilinx [122] приведены в таблице 4.1. Следует отметить простую возможность двоичной инверсии адреса, которую предоставляет язык VHDL. Адрес представляется битовым вектором и биты в нем переставляются в инверсном порядке непосредственно.

Таблица 4.1

Наименование ресурса	Используется		Доступные ресурсы
	Предлагаемая реализация	IP-ядро ф. Xilinx	
Число регистров	4,828 (41%)	4,415 (37%)	11,776
Число задействованных слоев	3,932 (66%)	3,215 (54%)	5,888
Число 4-входных LUT таблиц	6,491 (55%)	4,828 (41%)	11,776
Число блоков памяти	4 (20%)	4 (20%)	20
Число умножителей	6 (30%)	18 (90%)	20

Результаты обработки сигнала в виде синуса с добавлением белого шума (SNR=0 дБ) с двухбитными коэффициентами БПФ и стандартного IP-ядра представлены на рисунке 4.9. Отношение пика полезной части спектра к максимальному значению спектра шумовой составляющей для IP-ядра составляет 9,5 дБ, а БПФ с двухбитными коэффициентами 6,8 дБ.

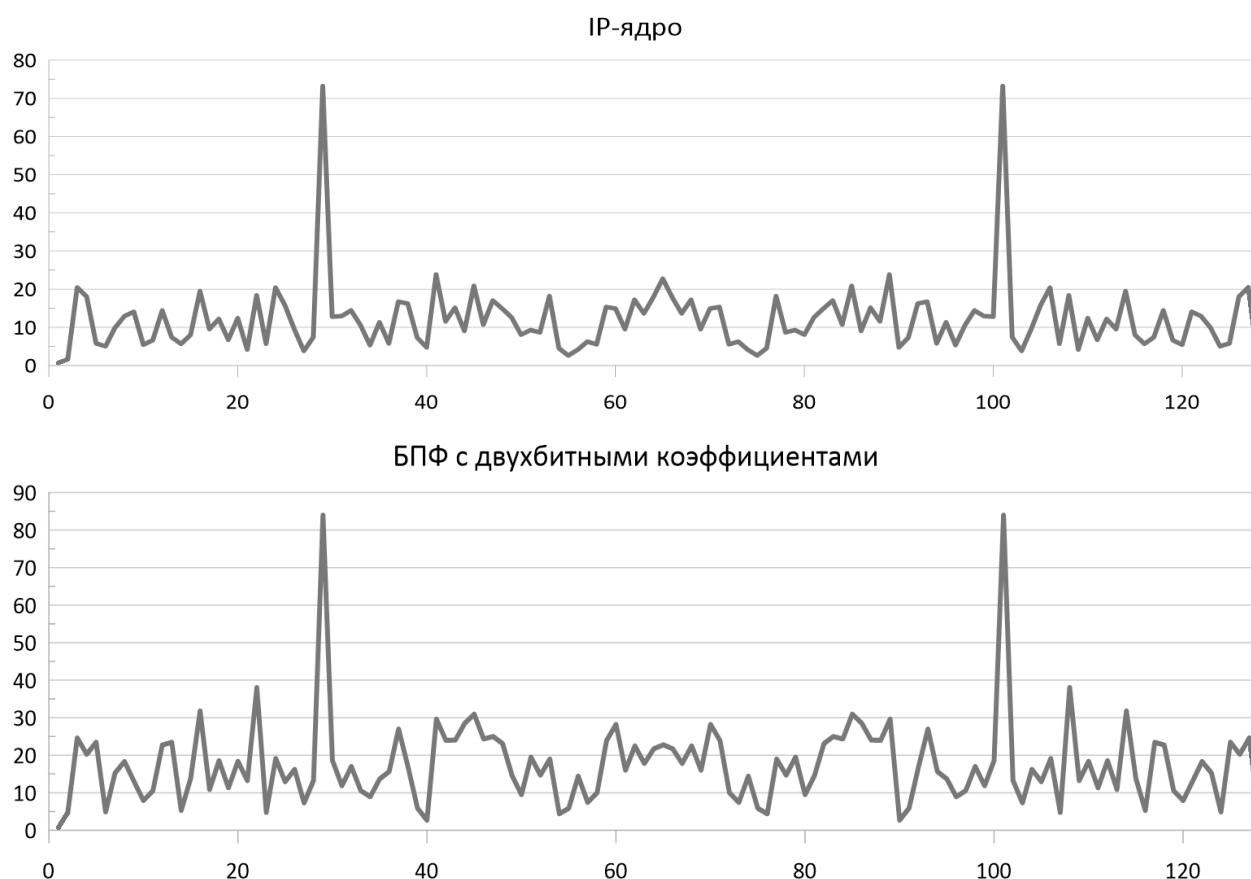


Рисунок 4.9 Результаты моделирования работы БПФ IP-ядра и БПФ с двухбитными коэффициентами

За счет уменьшения количества умножителей в предлагаемой реализации, увеличивается число задействованных слоев и 4-входных LUT таблиц. Свободные умножители можно использовать, например, для предварительной оконной фильтрации входных данных для БПФ. Время, необходимое для одного вычисления предлагаемой реализации БПФ одного набора из 128 отсчетов, составляет 11,5 мкс при тактовой частоте ПЛИС 40 МГц и 4,64 мкс при тактовой частоте 100 МГц. Время вычисления предлагаемой реализации сравнимо с временем вычисления стандартного IP-ядра ф. Xilinx. Следует отметить, что IP-ядро представляет собой так называемый «blackbox» с лицензированным закрытым VHDL описанием, которое реализовано под конкретное семейство ПЛИС и не всегда бесплатно.

Предлагаемый алгоритм реализации БПФ был перенесен также на микроконтроллер 1986BE8T на базе микропроцессорного RISC ядра ф. Миландр

для оценки времени выполнения, которое составило 14,67 мс при тактовой частоте 40 МГц.

Для дальнейшего сокращения вычислительных ресурсов ПЛИС были подобраны поворачивающие множители таким образом, чтобы стало возможным заменить операции умножения в (2) на операции сдвига операнда в регистрах [123]. В таблице 2 представлены примеры такого преобразования поворачивающихся множителей. Представленные в таблице 2 операции позволяют производить вычисление за один период тактовой частоты.

Таблица 4.2

Поворачивающийся множитель	Соответствующие операции с операндом в регистре
0	операнд приравнивается к 0
0.125	сдвиг на 3 разряда
0.250	сдвиг на 2 разряда
$0.375 = 0.250 + 0.125$	сдвиг на 2р + сдвиг на 3р
0.500	сдвиг на 1 разряд
$0.625 = 0.500 + 0.125$	сдвиг на 1р + сдвиг на 3р
$0.750 = 0.500 + 0.250$	сдвиг на 1р + сдвиг на 2р
$0.875 = 1 - 0.125$	операнд – сдвиг на 3р
1	операнд без изменений

Результат обработки сигнала в виде синуса с добавлением белого шума (SNR=0 дБ) предложенного подхода к вычислению БПФ представлен на рисунке 3. Отношение пика полезной части спектра к максимальному значению спектра шумовой составляющей составляет 10 дБ. Соответственно результат работы БПФ по предложенному подходу показывает схожий результат со стандартным IP-ядром, а по требуемым вычислительным ресурсам соответствует таблице 1 при отсутствии умножителей.



Рисунок 4.10. Результаты моделирования работы БПФ с заменой операций умножения на операции сдвига

Предложенная аппаратная реализация вычисления БПФ, основанная на замене операций умножения на операции сдвига, обладает сравнимыми параметрами со стандартным IP-ядром ф. Xilinx в отношении сигнал/шум на выходе и по времени реализации вычисления, однако, за счет отсутствия умножителей сокращается требуемое количество вычислительных ресурсов. При этом, предлагаемая реализация не привязана к конкретной вычислительной системе и легко применима в отечественных ПЛИС в задачах импортозамещения.

Если для реализации алгоритмов БПФ рассматривать такие устройства, как DSP и ПЛИС, то следует отметить следующее: несмотря на то, что первые ориентированы именно на быстрое выполнение алгоритмов цифровой обработки сигналов, они значительно уступают вторым по производительности для решения класса задач, в которых требуется параллельная и многопоточная обработка данных [124]. Это вызвано тем, что DSP имеют ограничение на количество одновременно обрабатываемых потоков данных, что, очевидно, негативно сказывается на скорости выполнения заданного алгоритма обработки сигналов.

4.4 Оценка вычислительной сложности предложенного алгоритма

Вычислительная сложность предложенного корреляционно-спектрального алгоритма определения временного и частотного сдвигов ФКМ сигналов состоит

из суммы сложности вычисления корреляции и быстрого преобразования Фурье усредненных за период значений функций корреляции. При этом вычислительная сложность вычисления функции корреляции зависит от количества используемых в алгоритме операций суммирования или умножения. В предложенном алгоритме отсутствуют умножители, а количество сумматоров определяется количеством символов кодовой последовательности N , при этом операциями записи в ячейки памяти как правило при определении вычислительной сложности пренебрегают. К этому необходимо добавить множитель k равный количеству принимаемых периодов сигнала для вычисления функции корреляции, необходимые для достижения заданной точности. Следовательно, вычислительная сложность вычисления корреляционной функции $O(N)$.

Вычислительная сложность предлагаемого подхода вычисления быстрого преобразования Фурье, не смотря на значительное упрощение аппаратной реализации, связанное с отсутствием умножителей, составляет $O(k \cdot \log(k))$, так как в основе лежит стандартное решение по вычислению БПФ по модулю 2, где k – это количество усредненных за период опорной последовательности функций корреляции, определяет число отсчетов по частоте, которое не зависит от количества входных данных от приемника и в общем случае является константой.

Таким образом вычислительную сложность предлагаемого алгоритма в общем случае можно оценить, как $O(kN + k \cdot \log(k))$. В таблице 4.3 приведены сравнительные оценки вычислительной сложности известных подходов вычисления функции неопределенности принимаемых широкополосных сигналов. В таблице 4.3 также приведено необходимое количество операций для различных алгоритмов вычисления функции неопределенности. В известных подходах количество входных данных дополняется нулями до числа равного степени двойки.

Таблица 4.3

Количество входных данных	Предложенный алгоритм	Последовательный алгоритм [16]	Алгоритм, основанный на вычислении БПФ [125,126]	Корреляционный подход [127]
	$O(k(N+\log k))$	$O(N^3)$	$O(N^2 \log N)$	$O(3Nk(2 + 5 \log N))$
$N=31, k=16$	560	32768	5120	41472
$N=127, k=32$	4224	2097152	114688	454656
$N=255, k=64$	16704	16777216	524288	2064384

Предложенный корреляционно-спектральный алгоритм значительно выигрывает по вычислительной сложности в сравнении с известными подходами к вычислению функции неопределённости для совместного определения частотных и временных сдвигов.

4.5 Выводы

По результатам, приведенным в четвертой главе, можно сделать следующие выводы:

1. При сохранении эффекта повторяемости максимумов в распределении ВФК по сдвиговому времени, эффект Доплера приводит к деформации, огибающей принимаемого ФМ сигнала, модулированного кодовой последовательностью.
2. Посредством численного моделирования показана возможность применения способа измерения временной задержки сигнала от источника до точки приема в условиях значительной доплеровской деформации и в присутствии помех.
3. Для определения частотного сдвига, принимаемого ФКМ сигнала предложена спектральная обработка усредненных вариаций ВФК по сдвиговому времени посредством БПФ. Направление частотного сдвига определяется, исходя из динамики изменения временного сдвига.

4. Предлагаемая аппаратно-ориентированная реализация вычисления БПФ обладает схожими параметрами со стандартными IP-ядрами по требуемым вычислительным ресурсам и времени реализации вычисления.
5. Предлагаемый подход совместного измерения частотно-временных сдвигов не привязан к конкретной вычислительной системе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения диссертационного исследования разработан алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов широкополосного сигнала с известным периодическим законом фазовой модуляции, в условиях низкого отношения сигнал/шум, наличия неопределённости временных задержек, сдвига и масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера. По итогу выполнения диссертационного исследования были достигнуты следующие основные результаты:

1. Получено аналитическое выражение для функции неопределенности фазокодоманипулированного сигнала после синхронного детектора, с применением «скользящего» по принимаемому сигналу временного окна с длительностью, равной периоду зондирования.
2. В лабораторном эксперименте показано, что в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции не превышает длительности кванта модулирующей ПСП, измерение временного положения возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности дискрета ПСП, а частотного сдвига – с точностью, определяемой периодом опорного сигнала.
3. В результате численного моделирования показано, что в условиях, когда отношение скорости источника сигнала к скорости распространения сигнала не превышает $|0,05|$ возможно применение корреляционно-спектрального алгоритма, основанного на вычислении функции неопределенности, для измерения временных и частотных параметров непрерывного ФКМ сигнала.
4. Предложен аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления взаимной функции корреляции, позволяющий в режиме реального времени получать значения функции взаимной корреляции принимаемого и опорного сигналов при эффективном использовании вычислительных ресурсов на базе ПЛИС.
5. Разработаны и исследованы программная модель и макет корреляционного измерителя, основанная на предложенном алгоритме.

6. Исследована возможность повышения однозначности измерения временной задержки за счет добавления в модулирующий сигнал меток в виде инвертированной, инверсной и имеющей другой код опорных последовательностей. Показано, что такие подходы не значительно повышают однозначность измерения, а также ведут к повышению пик-фактора и возникновению помех при переходе от метки к метке.
7. Разработан метод формирования излучаемого сигнала на основе комбинированного правила кодирования, позволяющий расширить диапазон и устранить неоднозначность измерения временной задержки непрерывного ФКМ сигнала.
8. Предложена аппаратная реализация системы обработки непрерывно принимаемого ФКМ сигнала на двух корреляторах, тактирование, которых осуществляется кратными частотами, образованными из тактовой частоты ПЛИС.
9. Обоснована возможность при переходе к квазинепрерывному приему ФКМ сигнала, сформированного по комбинированному правилу кодирования, перейти на обработку принимаемого сигнала на одном корреляторе с усреднением по периоду короткопериодной ПСП, что позволяет значительно расширить диапазон измеряемых временных задержек без потери точности при незначительном увеличении требуемых на реализацию вычислительных ресурсов ПЛИС.
10. Синтезирован корреляционно-спектральный алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов со скользящим окном, в котором частотный сдвиг определяется после операции усреднения функции взаимной корреляции за период опорного сигнала, при компактной аппаратной реализации на ПЛИС.
11. Дана оценка помехоустойчивости способа измерения с учетом возникающего при доплеровской деформации вклада боковых лепестков ВФК в отношение сигнал/шум.

12. Предложена аппаратно-ориентированная реализация вычисления БПФ на ПЛИС, которая не уступает импортным аналогам по требуемым вычислительным ресурсам и времени реализации вычисления, при этом не привязана к конкретной вычислительной системе.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АФМ - амплитудно-фазоманипулированные;

БПФ – быстрое преобразование Фурье;

ВФК – взаимная функция корреляции;

ВФН – взаимная функция неопределенности;

ДКС – дискретно-кодированные сигналы;

ПСП – псевдослучайная последовательность;

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;

ПЭ – процессорный элемент;

РЛС – радиолокационные станции;

ФД – фазовый детектор;

ФМ – фазовая манипуляция;

ФКМ – фазокодоманипулированный сигнал;

ФНВ (ФН) – функция неопределенности Вудворда;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
- [2] Быстров, Р. П. Сравнительная оценка помехоустойчивости шумовых и импульсных РЛС / Р. П. Быстров, В. Е. Кузьмичев, Л. В. Федорова // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 4. – С. 2.
- [3] Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. -М.: Сов. радио, 1955. 128 с.
- [4] Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона. -М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
- [5] Frank R. L. Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties // IEEE Transactions on Information Theory. 1963. - IT-9. - Jan. - P. 43-45.
- [6] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том III. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех. Нью-Йорк, 1971. Пер. с англ. Под ред. проф. В.Т. Горяинова. - М.: Сов. радио, 1977. 664 с.
- [7] Френке Л. Теория сигналов. М.: Сов. радио, 1974. - 344 с.
- [8] Huffinan D. A. The generation of impulse-equivalent pulse trains // IRE Transactions on Information Theory, IT-8. 1962. - Sept. - S10-S16.
- [9] Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. -М.: Сов. радио, 1965. 304 с.
- [10] Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. —376 с.
- [11] Винокуров В.И., Гантмахер В.Е. Дискретно – кодированные последовательности. – Ростов-на-Дону. – 1990. – 288 с.
- [12] Плекин В. Я., Широкополосные дискретно-кодированные сигналы в радиотехнике и радиолокации: [учебное пособие для вузов] - Москва : Сайнс-пресс, 2005. - 63 с.
- [13] Golomb S. W., Scholtz R. A. Generalized Barker sequences // IEEE Trans.- 1965. IT-11. - P. 533-537.

- [14] Сикарев А. А., Фалько А. И. Оптимальный прием дискретных сообщений. М.: Связь, 1978. - 326 с.
- [15] Залогин, Н. Н. Активная локация с использованием широкополосных хаотических сигналов / Н. Н. Залогин, В. И. Калинин, А. В. Скарня // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2011. – Т. 3. – № 1. – С. 3-17.
- [16] Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов// Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №3 (27).
- [17] Максимов, М. А. Анализ широкополосных сигналов для радиолокационных и связных станций / М. А. Максимов // Инженерные кадры - будущее инновационной экономики России. – 2019. – № 3. – С. 74-77.
- [18] Дубровин В. С. Сверхширокополосные системы связи. Особенности и возможности применения / В. С. Дубровин, И. В. Колесникова // Электроника и информационные технологии. – 2009. – № 2(7). – С. 19.
- [19] Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – Москва: Научно-техническое издательство "Радио и связь", 1989. – 192 с. – ISBN 5256002279.
- [20] Карабанов И.В., Миронов А.С. Алгоритмы обработки гидроакустических сигналов: монография / Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос, ун-та, 2018. - 140 с.
- [21] Gorji, Aliakbar & Riddolls, Ryan & Ravan, Maryam & Adve, Raviraj. (2015). Joint Waveform Optimization and Adaptive Processing for Random Phase Radar Signals. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 51. 2627-2640. 10.1109/TAES.2015.130731.
- [22] Yao, Yu & Li, Xuan & Wu, Lenan. (2019). Study of range-extended target detection performance based optimized EBSPK signals. Cluster Computing. 22. 10.1007/s10586-018-2650-9.

- [23] Kajenski, Peter. (2019). Design of Low-Sidelobe Phase-Coded Waveforms. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 55. 2891-2898. 10.1109/TAES.2019.2906436.
- [24] Guangmin S., Guosui L., Hong G., “Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar”, Systems Engineering and Electronics, Journal of, Vol. 15, pp. 520-524, December 2004
- [25] Fereidoony F., Mirtaheri SA., Chamaani S., “High-resolution range estimation using time delays in ultra-wideband M-sequence radar”, IET MICROWAVES ANTENNAS & PROPAGATION Volume: 11 Issue: 10 Pages: 1332-1339, AUG 16 2017
- [26] Yao, Y., Zhao, J., and Wu, L., Adaptive extended binary phase-shift keying waveform design algorithm for extended target detection, Journal of Applied Remote Sensing, vol. 13, 2019. doi:10.1117/1.JRS.13.016511.
- [27] Susek, W., and B. Stec, “Noise Radar with Broadband Microwave Ring Correlator,” Proceedings of SPIE: 8021, Radar Sensor Technology XV, 80211L, June 2011.
- [28] Kwon Y., Narayanan RM., Rangaswamy M., “Multi-Target Detection using Total Correlation for Noise Radar Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS Volume: 49, Issue: 2, Pages: 1251-1262, APR 2013
- [29] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М: Радио и связь, 1981. – 416 с.
- [30] Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
- [31] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов.– М.:Радио и связь,1983.– 320 с.
- [32] Бурдинский, И. Н. Анализ эффективности использования корреляционной обработки шумоподобных гидроакустических навигационных сигналов / И. Н.

- Бурдинский, А. С. Миронов // Технические проблемы освоения Мирового океана. – 2007. – Т. 2. – С. 405-410
- [33] Павлов А.Н. Методы анализа сложных сигналов: Учеб. пособие для студ. физ. фак. – Саратов: Научная книга, 2008 – 120 с.: ил.
- [34] Xiong, Gang & xiao-niu, Yang & Hui-chang, Zhao. (2006). PseudoRandom Code Phase Modulation and LFM Combined Pulse Trains Ranging System. 10.1109/ITST.2006.288801.
- [35] Баскаков А. И. Фазокодоманипулированные радиолокационные сигналы для точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов / А. И. Баскаков, Р. Н. Ипанов, А. А. Комаров // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 2. – DOI 10.30898/1684-1719.2018.12.7.
- [36] Мрачковский, О. Д. К вопросу цифровой обработки в когерентной импульсно – доплеровской радиолокационной станции, излучающей импульсный сложный зондирующий сигнал с кнопочной диаграммой неопределенности / О. Д. Мрачковский, Ю. Ю. Реутская // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2013. – № 52. – С. 84-91.
- [37] Жукова, И. Н. Корреляционная обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей / И. Н. Жукова // Вестник Новгородского государственного университета. – 2018. – № 4(110). – С. 28-32.
- [38] Pierre-Philippe J. Beaujean, Edward A. Carlson HERMES—A High Bit-Rate Underwater Acoustic Modem Operating at High Frequencies for Ports and Shallow Water Applications, Marine Technology Society Journal, 2009. – vol. 43(2). – P. 21-32.
- [39] Сахно, Д. И. Функция неопределённости квазинепрерывного шумоподобного зондирующего сигнала радиолокатора с синтезированной

- апертурой антенны / Д. И. Сахно // Электронная техника. Серия 2: Полупроводниковые приборы. – 2017. – № 4(247). – С. 28-36.
- [40] Бляхман, А. Б. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной радиолокационной системе с антенной решеткой / А. Б. Бляхман, А. В. Мякинков, А. Г. Рындык // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 6. – С. 707-712.
- [41] Быстров Н.Е., Жукова И.Н. Приоритетная обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов // Вестник Новгородского государственного университета. 2003. №23. С. 52-56.
- [42] Быстров Н.Е., Жукова И.Н. Модель оценки помехоустойчивости РЛС с квазинепрерывным режимом излучения и приема сигналов с псевдослучайной структурой огибающей // Вестник Новгородского государственного университета. 2011. №65. С. 50-55.
- [43] Ефимов К.Л., Жукова И.Н., Харечкин А.С., Применение сложных сигналов с псевдослучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции в РЛС обзора земной поверхности // Вестник Новгородского государственного университета. 2013. Т.1. №75. С. 75-79.
- [44] Жукова И.Н. Имитационное моделирование обработки сложных сигналов с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции в РЛС с синтезированием апертуры // Вестник Новгородского государственного университета. 2013. Т.2. №75. С. 17-21.
- [45] Pe'er, Uri & Yang, Ning. (2022). Mathematical Analysis of the Peak Sidelobe Level of the Ambiguity Function for Random Phase Codes. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 58. 1-1. 10.1109/TAES.2022.3164014.
- [46] Жукова, И. Н. Имитационное моделирование обработки сложных сигналов с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции в РЛС с синтезированием апертуры / И. Н. Жукова // Вестник Новгородского государственного университета. – 2013. – № 75-2. – С. 17-21.

- [47] Бурбах, А. В. Обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов с взвешиванием сжатых сегментов / А. В. Бурбах // Дни науки и инноваций НовГУ: материалы XXVII научной конференции преподавателей, аспирантов и студентов НовГУ, в 3 ч., Великий Новгород, 06–11 апреля 2020 года. – Великий Новгород: Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого, 2020. – С. 112-119. – DOI 10.34680/978-5-89896-668-3/2020.DN-3.16.
- [48] Янакова, Е. С. Методы согласованной фильтрации широкополосных сигналов с минимальными временными задержками / Е. С. Янакова // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2010. – № 1. – С. 478-481.
- [49] Wang, Yan & He, Yuliang & Sun, Sibbo & Fu, Jin. (2018). Two-Dimensional Optimal Mismatched Filter Design with a Controllable Maximum Loss for Doppler Signals. IET Radar, Sonar & Navigation. 12. 10.1049/iet-rsn.2017.0586.
- [50] Alenizi, Farhan & Alsalam, Omar & Saffari, Abbas & Zahiri, Seyed & Mohammadi, Mokhtar. (2023). Decision Fusion and Micro-Doppler Effects in Moving Sonar Target Recognition. International Journal of Intelligent Systems. 2023. 1-22. 10.1155/2023/2768126.
- [51] Внотченко С.Л., Коваленко А.И., Риман В.В., Теличев А.В., Чернышов В.С., Шишанов А.В. Системные принципы реализации космического радиолокатора «Северянин-М» // Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманды. Сб. докладов научно-практической конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. –с. 20-29.
- [52] Быстров Н.Е., Жукова И.Н., Кунец Н.А., Реганов В.М., Чеботарёв С.Д. Малогабаритная РЛС X/L-диапазона для обнаружения/сопровождения малоразмерных БПЛА//Радиотехника и связь –Вестник Новгородского государственного университета –No4 (116) –2019–с.65-71

- [53] Каменский И. В., Плёкин В. Я. Цифровая обработка дискретно-кодированных по частоте сигналов // Доклады 5-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение", Москва, 2003. – Доклады-1. – С. 194-196.
- [54] Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. - СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
- [55] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2004. – 992 с.
- [56] Матвеев Ю.Н., Симончик К.К., Тропченко А.Ю., Хитров М.В. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ Учебное пособие по дисциплине "Цифровая обработка сигналов". – СПб: СПбНИУ ИТМО, 2013. – 166 с.
- [57] Маркович, И. И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов во многолучевых эхолотах и локах препятствий / И. И. Маркович // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. – 2014. – Т. 7. – № 2. – С. 58-71
- [58] Миронов, С. Цифровая обработка радиолокационных сигналов на основе процессора Л1879ВМ1 / С. Миронов, В. Дударев, А. Богатов // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2003. – № 3(45). – С. 66-71.
- [59] Пырко, С. А. Обработка радиолокационных сигналов на ПЛИС // Исследования и разработки в области машиностроения, энергетики и управления : материалы XI Международной научно-технической конференции студентов, магистрантов и аспирантов, Гомель, 28–29 апреля 2011 года / Министерство образования Республики Беларусь, Гомельский государственный технический университет им. П. О. Сухого. – Гомель: Гомельский государственный технический университет им. П.О. Сухого, 2011. – С. 240-243.

- [60] Нестеренко, Н. В. Применение ПЛИС для построения вычислительных систем и их компонентов / Н. В. Нестеренко, В. В. Ересько, Ю. С. Яковлев // Математические машины и системы. – 2016. – № 1. – С. 3-15.
- [61] Woodworth, P. M. Probability and Information Theory with Applications to Radar / P. M. Woodworth. – Pergamon Press, 1953.
- [62] Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях / Ж. Макс. – М. : Мир, 1983. – Т. 2. – 256 с.
- [63] Levanon, N. Radar signals / N. Levanon, E. Mozeson // J. Wiley & Sons, Inc New Jersey, 2004. – 411 p.
- [64] Плёкин В. Я., Каменский И. В. Анализ функций неопределенности дискретно-кодированных сигналов. // Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42. – № 6. – С. 58-66. (Изв. высш. учеб. Заведений).
- [65] Robertson P., Kaiser S. The effects of Doppler spreads in OFDM (A) mobile radio systems // Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th. — IEEE, 1999. — Т. 1. — 329–333 p.
- [66] Гоголев, И. В. Статистические характеристики оценки параметров сигнала по максимуму нормированного коррелятора / И. В. Гоголев, Г. Ю. Яшин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2018. – № 3. – С. 15-22.
- [67] Павликов, С. Н. Метод совместного измерения дальности и относительной радиальной скорости цели за один цикл "Излучение-прием" / С. Н. Павликов, Е. И. Убанкин // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 4. – С. 18-21.
- [68] Гоголев, И. В. Сравнение статистических характеристик оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с результатами узкополосной модели / И. В. Гоголев // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2018. – № 1. – С. 13-18.
- [69] Марычев, Д. С. Эффективный алгоритм совместной оценки временной задержки и частотного сдвига частотно-модулированных сигналов / Д. С.

- Марычев, О. А. Морозов, С. Ю. Лупов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 1005-1013.
- [70] Ершов, Р. А. Метод оценки временных задержек распространения сигналов спутниковых систем связи с кодовым разделением доступа / Р. А. Ершов, О. А. Морозов, В. Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2017. – Т. 60, № 7. – С. 627-637.
- [71] F. Liu, M. W. Marcellin, N. A. Goodman and A. Bilgin, "Compressive Sampling for Detection of Frequency-Hopping Spread Spectrum Signals," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 64, no. 21, pp. 5513-5524, 1 Nov.1, 2016, doi: 10.1109/TSP.2016.2597122.
- [72] Патент № 2713501 С1 Российская Федерация, МПК G01S 13/26. Устройство доплеровской обработки и сжатия фазоманипулированных радиолокационных сигналов: № 2018140699: заявл. 16.11.2018: опубл. 05.02.2020 / Г. А. Ершов, Е. А. Сеницын, Л. Б. Фридман [и др.]; заявитель Акционерное общество "Ордена Трудового Красного Знамени Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры" (АО "ВНИИРА"). – EDN JTQDPT.
- [73] Ершов, Р. А. Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты / Р. А. Ершов, О. А. Морозов, В. Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2015. – Т. 58, № 2. – С. 157-166. – EDN TQMLCJ.
- [74] Бархатов, А. В. Быстрое вычисление частотно-временной функции в радиолокационной станции на графических процессорах / А. В. Бархатов, А. С. Козлов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2015. – № 5. – С. 42-47. – EDN VJJZIR.
- [75] Панкратов В. Г. Вычисление функции неопределенности для пассивной локации на ПЛИС и графическом процессоре / А. А. Карих, В. Н. Панфилов, А. Д. Гуров // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 1. – С. 56-65.

- [76] Cao, Qing & Zhang, Guifu & Palmer, Robert & Lei, Lei. (2012). Detection and Mitigation of Second-Trip Echo in Polarimetric Weather Radar Employing Random Phase Coding. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing - IEEE TRANS GEOSCI REMOT SEN. 50. 1240-1253. 10.1109/TGRS.2011.2164927.
- [77] Галанина Н. А. Системы обработки сигналов на базе ПЛИС и цифровых сигнальных процессоров / Г. П. Охоткин, Н. Н. Иванова, А. Г. Алексеев // Вестник Чувашского университета. – 2017. – № 3. – С. 180-194.
- [78] Хацук, В.А. Реализация ЦОС на ПЛИС структуры FPGA: высокая производительность и низкая стоимость реализации / В.А. Хацук // Электроника. -2004. - № 6. - С. 23-26.
- [79] Грушвицкий Р. И. Проектирование систем на микросхемах с программируемой структурой / Р.И. Грушвицкий, А.Х. Мурсаев, Е.П. Угрюмов - СПб.: БХВ-Петербург, 2002.
- [80] Катин С. В. Принципы проектирования средств цифровой обработки сигналов бортовых РЛС, реализующих оптимальные или близкие к оптимальным алгоритмам в реальном масштабе времени / В. А. Козлов, Ю. М. Куликов, А. Л. Кунилов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2011. – Т. 14, № 2. – С. 53-57.
- [81] Moore, Christopher & Lin, Wei. (2022). FPGA Correlator for Applications in Embedded Smart Devices. Biosensors. 12. 236. 10.3390/bios12040236.
- [82] Vachhani, Leena & Vyas, Pranjal & Gk, Arunkumar. (2022). Generic FPGA Architecture Design. 10.1002/9781119812418.ch6.
- [83] Бурдинский И.Н. Цифровая система обработки гидроакустических шумоподобных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 1. С. 21.
- [84] Кудря А.И., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. Расширение возможностей использования М-последовательности в РСА // II Всероссийские Армандовские чтения: Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред / Материалы V Всероссийской научной конференции (Муром, 26-28 июня 2012 г.) –Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. С.518-531.

- [85] Schulze H., Lüders C., Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications. -1st edition. Wiley, -2005.-420 p.
- [86] Матвеев, Н. А. Исследование свойств и характеристик М-последовательности / Н. А. Матвеев // Научная сессия ГУАП: Сборник докладов: в 3 частях, Санкт-Петербург, 06–10 апреля 2015 года / Под общей редакцией Ю. А. Антохиной. – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2015. – С. 257-260.
- [87] Михайлов, В. Ю. Анализ свойств подмножества М-последовательностей с возможностью совместной быстрой обработки / В. Ю. Михайлов, Р. Б. Мазепа // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2019. – Т. 10. – № 2. – С. 33-37.
- [88] Карабанов И. В., Алгоритмы обработки гидроакустических сигналов: монография / И. В. Карабанов, А. С. Миронов. - Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2018. - 140 с.
- [89] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Измерение частотно-временного сдвига широкополосного сигнала в присутствии доплеровской деформации. // Труды XXIII научной конференции по радиофизике ННГУ им. Н.И. Лобачевского. 2019.
- [90] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Численное моделирование влияния эффекта Доплера на корреляционную функцию ФКМ сигнала. Труды XIII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы «Математика и математическое моделирование», г. Саров.
- [91] Фитасов, Е. С. Метод повышения эффективности разрешения и оценки параметров радиолокационных сигналов / Е. С. Фитасов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2017. – № 1(25). – С. 48-52.
- [92] Чижов А.А. Сверхразрешение. Germany, Saarbrücken: LAMBERT Academic Publishing. 2012. 216 с.

- [93] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
- [94] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И., Кочергин В.С. Адаптивная система измерения временной задержки. // Труды XXI научной конференции по радиофизике ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2016. С. 140-143.
- [95] Uwe Meyer-Baese. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. – Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007.
- [96] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И., Кочергин В.С. Реализация на пЛИС акустического измерителя временной задержки. // Труды XXI научной конференции по радиофизике ННГУ им. Н.И. Лобачевского. 2017. С. 254-257.
- [97] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС. // Труды международной научно-технической конференции «Современная элементная база радиоэлектроники и ее применение», Нижний Новгород, 2017. С. 138-141.
- [98] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС. // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 7. С. 64-69.
- [99] Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2011. 188 с.
- [100] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Акустический измеритель временной задержки // ПТЭ. 2018. № 4. С. 25.
- [101] Spartan-3AN Starter Kit User Guide. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/ug334.pdf.
- [102] Spartan-3AN FPGA Family Data Sheet. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds557.pdf.
- [103] Зотов, В.Ю. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР WebPACK ISE. / В.Ю. Зотов. - М.: Горячая линия-Телеком, 2003. 624с.

- [104] Тарасов, И. Е. Разработка цифровых устройств на основе ПЛИС Xilinx с применением языка VHDL / И.Е. Тарасов. - М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 252с.
- [105] Сергиенко, А.М. VHDL для проектирования вычислительных устройств / А.М. Сергиенко. - К ЧП "Корнейчук", ООО "ТИД "ДС", 2003. - 208 с.
- [106] Бибило, П.Н. Основы языка VHDL / П.Н. Бибило - М.; СОЛОН-Р, 2002. 224с.
- [107] Суворова, Е., Шейнин, Ю. Проектирование цифровых систем на VHDL / Е. Суворова, Ю. Шейнин — СПб.: BHV, 2003. — С. 576.
- [108] Патент № 2701059 С1 Российская Федерация, МПК G06F 17/15, H04B 1/709. цифровой многоканальный коррелятор фазоманипулированных сигналов: № 2018139947: заявл. 12.11.2018: опубл. 24.09.2019 / А. В. Ширкаев, Е. И. Шкелев; заявитель Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии "Росатом" (Госкорпорация "Росатом"), Федеральное государственное унитарное предприятие "Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики" (ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ"). – EDN PIFUMF.
- [109] Капитанов, В. Однокристалльная реализация алгоритма БПФ на ПЛИС фирмы Xilinx / В. Капитанов, В. Мистюков, П. Володин // Компоненты и технологии. – 2000. – № 4(5). – С. 52-55.
- [110] <https://www.maxbotix.com/> [электронный ресурс] URL:
https://www.maxbotix.com/Ultrasonic_Sensors/MB1010.htm
- [111] <https://www.parallax.com/> [электронный ресурс] URL:
<https://www.parallax.com/product/28015>
- [112] Ивлев Д.Н., Ширкаев А.В., Исследование корреляционного измерителя временной задержки непрерывного ФКМ сигнала. [Электронный ресурс] // Сборник материалов конференции ИСТ-2024, Н. Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева URL:

https://www.nntu.ru/frontend/web/ngtu/files/nauka/konf/ist/program_annot_ist2024.pdf

- [113] Кострова, Т. Г. Методы и устройства устранения неоднозначных измерений дальности в импульсных радиотехнических системах: специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Кострова Татьяна Григорьевна. – Владимир, 2007. – 184 с.
- [114] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И., Метод обработки сигнала в измерителе временной задержки с непрерывным псевдошумовым зондированием и с регулируемой зоной обзора. // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 4. С. 85-89.
- [115] Назаров А.В., Ширкаев А.В., Исследование возможности повышения однозначности определения временной задержки ФКМ сигнала в корреляционном измерителе на базе ПЛИС // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2023. – Т. 12, № 1. – С. 7-11. – EDN KALONL.
- [116] Ширкаев А.В., Шкелев, Е. И. Совместное измерение частотного и временного сдвигов широкополосного сигнала в системах ближней локации // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65, № 6. – С. 595-600. – DOI 10.31857/S0033849420050125. – EDN GJUFZD.
- [117] Ивлев, Д. Н. Аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления функции неопределенности ФКМ сигнала / Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, 14–31 мая 2024 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2024. – С. 238-242.
- [118] Ивлев Д.Н., Ширкаев А.В. К вопросу определения время-частотного сдвига ФКМ сигнала. // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, Том 1, с.189-195 2024.

- [119] Черемисин, А. Г. Оценка эффективности применения ПЛИС и процессоров DSP для задач цифровой обработки сигналов – Санкт-Петербург: Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2006. – № 32. – С. 44-47
- [120] Солодняков А.А., Макушина Н.В., Леонидов В. В. Анализ применения отечественной элементной базы для проектирования цифровых смартустройств – Владимир, ВлГУ: Проектирование и технология электронных средств. – 2019. – № 3. – С. 14-20.
- [121] Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: МИР, 1978.
- [122] LogiCORE IP Fast Fourier Transform. – URL: https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/xfft_ds260.
- [123] Ширкаев, А. В. Реализация аппаратно-ориентированного подхода к вычислению БПФ на ПЛИС / А. В. Ширкаев // Проектирование и технология электронных средств. – 2024. – № 1. – С. 42-46.
- [124] Галанина Н.А., Ефимов А.Д. Моделирование оптимальных алгоритмов быстрого преобразования Фурье и их сравнительный анализ // Вестник Чувашского университета. 2009. № 2. С. 200–209.
- [125] Tolimieri, R. Computing the Ambiguity Surface / R. Tolimieri, S. Winograd // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. – 1985. – Vol. ASSP-33, № 4.
- [126] Yatrakis, C. L. Computing the cross ambiguity function – a review / C. L. Yatrakis. – Binghamton University, State University of New York, 2005. – 131 p.
- [127] Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход : пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с.

ПРИЛОЖЕНИ А. ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2701059

ЦИФРОВОЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ КОРРЕЛЯТОР
ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Патентообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии "Росатом" (Госкорпорация "Росатом") (RU), Федеральное государственное унитарное предприятие "Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики" (ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ") (RU)*

Авторы: *Ширкаев Алексей Владимирович (RU), Шкелев Евгений Иванович (RU)*

Заявка № 2018139947

Приоритет изобретения 12 ноября 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 24 сентября 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 12 ноября 2038 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТ О ВНЕДРЕНИИ АО «Корпорация «Комета» — «КБ «Квазар»»

АО «КОНЦЕРН ВКО «АЛМАЗ – АНТЕЙ»



**Филиал акционерного общества
«Корпорация космических систем специального назначения «Комета» -
«Конструкторское бюро измерительных приборов «Квазар»
(Филиал АО «Корпорация «Комета» - «КБ «Квазар»)**

Окский съезд ул., д. 2а, Нижний Новгород, 603022. Тел./факс: (831) 466-67-60/465-41-42,
e-mail: kvazar@corpkometa.ru; ОГРН 1127746365670, ИНН/КПП 7723836671/526243001

УТВЕРЖДАЮ

Директор филиала

АО «Корпорация «Комета» —

«КБ «Квазар»»

В.В. Сатаев
«02» 12 2024 г.



АКТ

о внедрении в филиале АО «Корпорация «Комета» - «КБ «Квазар» результатов диссертационной работы А.В. Ширкаева «Разработка и исследование аппаратно-ориентированных алгоритмов измерения параметров широкополосного сигнала в условиях доплеровской деформации», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности
«2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Настоящим подтверждаю, что разработанные в диссертационном исследовании программно-ориентированные алгоритмы использованы для решения практических задач цифровой обработки широкополосных сигналов при проектировании радиотехнических систем и устройств в рамках выполнения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ филиалом АО «Корпорация «Комета» – «КБ «Квазар».

Использование результатов диссертации Ширкаева А.В. позволяет получить технический результат, обеспечивающий сокращение времени обработки и снижение вычислительных ресурсов при обработке широкополосных сигналов, что особенно актуально при разработке линий связи в условиях жестких ограничений по массогабаритным характеристикам проектируемых изделий.

Экономический эффект от внедрения результатов диссертации заключается в адаптированности предложенных решений к задачам импортозамещения в условиях проектирования устройств и систем с жестко ограниченными вычислительными ресурсами.

Начальник отдела № 4, к.т.н.

 С.П. Дорохов

ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТ О ВНЕДРЕНИИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

УТВЕРЖДАЮ

Проректор ННГУ

им. Н.И. Лобачевского

по науке и инновациям

М.Ю. Грязнов

_____ 2024 г.



АКТ

о внедрении результата диссертационной работы Ширкаева Алексея Владимировича «Разработка и исследование аппаратно-ориентированных алгоритмов измерения параметров широкополосного сигнала в условиях доплеровской деформации», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по научной специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Акт составлен в том, что результаты диссертационного исследования А.В. Ширкаева внедрены в учебную и научно-исследовательскую работу на кафедре радиотехники радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

Внедрены следующие результаты работы:

1. Методическое пособие «Экспериментальное исследование корреляционного измерителя временной задержки фазокодоманипулированного сигнала на базе ПЛИС» в рамках курса «Аппаратные и программные средства цифровой обработки сигналов» для студентов 2-го курса магистратуры по направлению «Радиофизика».
2. Аппаратно-ориентированные алгоритмы вычисления функции корреляции и БПФ в рамках лабораторной работы по курсу «Цифровые устройства и микропроцессоры» для студентов 4 курса радиофизического факультета.

Заведующий кафедрой радиотехники
ННГУ им. Н.И. Лобачевского,
Доктор технических наук, доцент

Е. С. Фитасов