

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»

На правах рукописи

Кравец Елена Валентиновна

**Акустоэлектронные устройства обработки сигналов многолучевых
эхолокаторов для контроля подводных переходов трубопроводов**

Специальность 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды,
веществ, материалов и изделий

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
доктор технических наук,
профессор П.Н. Петров

Санкт-Петербург – 2016

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	5
1 ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ ЭХОЛОКАЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ПОДВОДНЫХ ПЕРЕХОДОВ ТРУБОПРОВОДОВ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ С ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМИ РЕШЕТКАМИ.....	14
1.1 Постановка задачи.....	14
1.2 Анализ принципов построения акустоэлектронных устройств, реализующих метод восстановления волнового фронта	22
1.3 Классификация и варианты реализации акустоэлектронных устройств пространственной обработки эхолокационных сигналов.....	27
1.4 Принципы построения акустоэлектронных устройств обработки сигналов многолучевых эхолокаторов с линейными антенными решетками.....	34
1.5 Исследование частотных характеристик многолучевых эхолокаторов с линейными антенными решетками на базе акустоэлектронных устройств обработки сигналов.....	38
1.6 Принципы построения акустоэлектронных устройств обработки сигналов многолучевых эхолокаторов секторного и кругового обзора	42
1.7 Исследование частотных характеристик многолучевых эхолокаторов секторного и кругового обзора на базе акустоэлектронных устройств обработки сигналов.....	48
1.8 Выводы по первому разделу.....	52
2 МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ НА БАЗЕ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ С УЧЕТОМ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ФАКТОРОВ.....	54
2.1 Постановка задачи.....	54

2.2 Разработка методики расчета пространственной импульсной характеристики акустоэлектронных устройств обработки эхолокационных сигналов многолучевых приборов контроля с учетом реальных свойств акустических процессоров	58
2.2.1 <i>Исследование направленных свойств малоапертурных преобразователей ..</i>	58
2.2.2 <i>Исследование взаимного влияния элементов переизлучающей решетки и влияние фазовых ошибок</i>	68
2.3 Схемотехнические решения увеличения числа элементов многолучевых приборов контроля на базе акустоэлектронных устройств	74
2.4 Реализация акустоэлектронного устройства обработки сигналов	79
2.5 Выводы по второму разделу	86
3 УВЕЛИЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ ЗА СЧЕТ РАСШИРЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	88
3.1 Постановка задачи.....	88
3.2 Акустоэлектронное устройство с частотозависимой апертурой для обработки сигналов многолучевых эхолотов с высокой разрешающей способностью.....	92
3.3 Акустоэлектронное устройство с частотозависимым расстоянием между переизлучающей и считывающей решетками для обработки широкополосных сигналов многолучевых приборов контроля секторного и кругового обзора	105
3.4 Акустоэлектронное устройство с компенсацией углочастотной зависимости для расширения полосы пропускания многолучевых приборов контроля.....	111
3.5 Выводы по третьему разделу	123
4 УВЕЛИЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ КРУГОВОГО И СЕКТОРНОГО ОБЗОРА.....	125
4.1 Постановка задачи.....	125
4.2 Увеличение информационной пропускной способности многолучевых приборов кругового обзора за счет числа элементов и расширения полосы пропускания.....	126

4.3 Увеличение информационной пропускной способности и функциональных возможностей многолучевых приборов секторного обзора за счет обработки сигналов ближней и дальней зоны антенной решетки	137
4.4 Расширение функциональных возможностей акустоэлектронных устройств и приборов эхолокационного контроля на их основе	146
4.5 Выводы по четвертому разделу.....	149
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	151
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	153
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	154

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время интенсивное освоение морских нефтегазовых ресурсов требует сооружения разветвленной трубопроводной сети как для транспортировки сырья от месторождения к береговым сооружениям, так и для доставки к потребителям. Являясь наиболее эффективным способом доставки пожаро- и взрывоопасных углеводородов, данный метод требует строго придерживаться целого ряда условий, касающихся соблюдения норм проектирования, строительства и эксплуатации.

Наибольшую опасность при эксплуатации газо- и нефтепроводов представляют пересечения водных преград. Подводными переходами трубопроводов (ПТТ) являются как переходы через небольшие реки (с шириной зеркала более 10 м и глубиной более 1,5 м), так и многокилометровые морские переходы. Примерами таких переходов могут служить, например, газопроводы из Алжира во Францию, проложенные в Средиземном море, переходы от месторождений в Северном море в Норвегию и Англию, «Южный поток» и др. Переходы через водные преграды должны проходить ниже уровня возможных деформаций дна, но допускается прокладка и незаглубленных трубопроводов [1].

Для надежной эксплуатации трубопроводов необходимо знать не только показатели, связанные с физическим состоянием трубы, но и факторы природного характера. При проектировании и строительстве особое внимание уделяется устойчивости трасс, однако вследствие подвижки грунтов, образования провалов и пустот под действием других факторов происходит оголение (недозаглубление) и провис трубопроводов. При превышении критической длины провисания на переходе могут возникнуть резонансные колебания трубопровода или действующее напряжение начнет превышать расчетное сопротивление материала трубы, что в конечном итоге приведет к развитию аварийной ситуации.

Для контроля технического состояния ПТТ производится съемка трассы в целях обнаружения оголенных и провисающих участков трубопроводов. Следует отметить, что при недостаточном заглублении или при провисе под воздействием

вибрации в трубопроводе происходит усталость металла, что приводит к «гильотинному» разрыву трубы [2, 3, 4].

В настоящее время на смену комплексам, состоящим из промерных эхолотов и гидролокаторов бокового обзора, приходят многолучевые приборы, позволяющие производить трассопоисковые и измерительные работы по контролю состояния ППТ. Для исключения пропусков участков трубопроводов и получения «площадной» съемки донной поверхности многолучевые приборы контроля формируют веер узких диаграмм направленности (ДН) и используют зондирующие импульсы с высокой разрешающей способностью по дальности.

Современные многолучевые эхолоты с линейными решетками приемных элементов обладают разрешением по дальности от 6 до 50 м и шириной луча ДН от 1,5 до 9°. Сформированное таким многолучевым прибором пятно акустического контакта с донной поверхностью, расположенной на глубине 20 м, составит от 520 до 3150 мм. При диаметре трубопровода от 325 до 1420 мм разрешающая способность по углу является недостаточной и может привести к пропуску оголенных и провисающих участков [4, 5, 6].

Для уменьшения площади акустического контакта необходимо использовать решетки с большим количеством приемных элементов, что позволит увеличить число пространственных каналов, уменьшить ширину луча ДН и обеспечить высокую разрешающую способность по углу. Очевидно, что для построения устройств многолучевого контроля актуальной задачей является разработка элементной базы, позволяющей в режиме реального времени обрабатывать короткие широкополосные сигналы, обладающие высокой разрешающей способностью по дальности, приходящие с большого числа различных угловых направлений. Также необходимо отметить, что при использовании подводных аппаратов и малотоннажных судов актуальными становятся задачи уменьшения энергопотребления и массогабаритных показателей.

Предлагаемые в данной диссертационной работе устройства с масштабными переизлучающими решетками, являющиеся разновидностью

акустоэлектронных устройств (АЭУ), позволяют реализовать метод восстановления волнового фронта и служат примером нового подхода к созданию многолучевых эхолокаторов для контроля технического состояния ППТ.

В отличие от традиционных АЭУ, использующих преобразователи поверхностных акустических волн (ПАВ) с осевым направленным излучением и малой расходимостью волновых пучков, устройства с масштабными переизлучающими решетками являются многополюсными, и их работа связана с интерференционными и дифракционными эффектами. Данные устройства позволяют восстановить волновые фронты акустических волн, приходящих от объекта контроля в среде аналогового процессора на ПАВ, и осуществить регистрацию углового направления принимаемого сигнала более простым способом по сравнению с альтернативными и более рационально с точки зрения габаритов, массы, стоимости и энергопотребления. К достоинствам акустических процессоров следует отнести возможность применять их в различных частотных диапазонах акустических волн и обрабатывать сигналы в реальном времени за один проход зондирующего импульса [7, 8, 9].

В развитие АЭУ внесли существенный научный вклад Ю. В. Гуляев, Г. Д. Мансфельд, Г. К. Ульянов, А. С. Бугаев, А. Олинер, Г. Метьюз, В. С. Орлов, В. И. Речицкий, И. Б. Яковкин и др. Проблемам, связанным с проектированием многоканальных АЭУ, посвящены работы В. Г. Карташева, М. Ю. Дивногорцева, С. П. Семенова, В. С. Кравец и др. Среди зарубежных авторов необходимо отметить работы Р. Е. Брукса, Ф. Хайне, Дж. З. Уилкокса, С. С. Цоя, Л. Т. Нгуена и др.

Однако устройства с масштабными переизлучающими решетками пока не получили широкого распространения, в частности при создании приборов контроля, соответствующего их функциональным возможностям. Это связано с недостаточной исследованностью характеристик данных устройств, фрагментарностью сведений об их функциональных возможностях, конструктивных и технологических особенностях.

Таким образом, исследование таких параметров, как полоса пропускания, предельно возможное число элементов обработки, способность пространственного разрешения в ближней и дальней зонах антенны представляет интерес как с научной, так и с практической точки зрения и является актуальной задачей.

При построении акустических процессоров частота ПАВ может не совпадать с частотой принимаемых эхосигналов, поэтому возникает необходимость использовать преобразования частоты или временной масштаб сигналов. Это приводит к существенному ограничению полосы пропускания АЭУ, что уменьшает разрешающую способность по дальности, так как не позволяет обрабатывать короткие (широкополосные) импульсы.

Информационная пропускная способность эхолотатора непосредственно зависит не только от его полосы пропускания, но и от волнового размера апертуры, т. е. от числа элементов приемной антенной решетки (АР), следовательно, и от числа элементов переизлучающей решетки АЭУ. Однако при реализации акустического процессора возникает ряд проблем практического характера, препятствующих увеличению числа элементов. Проведенный анализ показал, что число преобразователей, размещенных на современных подложках, колеблется от 15 до 40, что не позволяет использовать многоэлементные АР и обеспечивать высокую разрешающую способность эхолотаторов для формирования панорамного акустического изображения и контроля технического состояния ППТ.

Научные исследования, выполненные в рамках данной диссертационной работы, являются составной частью НИР №01201054049 и НИР №01201157207, а новизна АЭУ подтверждена патентами на полезные модели РФ №127943 и РФ №139809.

В настоящее время ведется работа по данной тематике в рамках гранта РФФИ № 15-07-04720.

Целью работы является увеличение информационной пропускной способности многолучевых приборов контроля ППТ на базе АЭУ.

Объектом исследования являются ППТ, а **предметом исследования** – эхосигналы, содержащие информацию об их пространственном положении.

Для достижения указанной цели представляется необходимым решить следующие **задачи**:

1. Провести научно-технический анализ современных многолучевых приборов контроля пространственного положения ППТ, основанных на обработке эхолокационных сигналов, принимаемых линейными и дуговыми АР.
2. Исследовать возможности использования в приборах многолучевого эхолокационного контроля АЭУ, реализующих метод восстановления волнового фронта и позволяющих обрабатывать широкополосные эхосигналы с высокой разрешающей способностью по дальности (соответствующей обработке эхосигналов с относительной полосой до 40%, т.е. разрешением по дальности до нескольких миллиметров) и углу не более $0,5^\circ$.
3. Разработать методику расчета пространственных характеристик АЭУ, учитывающую использование взаимовлияющих малоапертурных решеток преобразователей поверхностных акустических волн, расположенных на анизотропных подложках, влияющих на разрешающую способность многолучевых приборов контроля положения ППТ.
4. Предложить схемотехнические решения увеличения числа элементов переизлучающих решеток АЭУ для многоэлементных АР (с числом элементов более ста) и топологические решения построения широкополосных акустических процессоров, позволяющих обрабатывать короткие широкополосные эхосигналы с высокой разрешающей способностью по углу (не более $0,5^\circ$) и дальности, за счет чего увеличивается информационная пропускная способность многолучевых приборов контроля.
5. Предложить топологическое решение построения АЭУ, обеспечивающее обработку сигналов многолучевых приборов контроля с фиксированной разрешающей способностью в ближней и дальней зонах АР.

Область исследования соответствует положениям 1, 2, 3, 4, 6 специальности 05.11.13 - «Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий».

Методы исследования. Исследования проведены с использованием теории эхолокации, теории антенных решеток, методов обработки пространственно-временных сигналов, теории распространения акустических волн в упругих средах и численных методов расчета на ЭВМ в среде MathCAD.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Исследованы характеристики многолучевых приборов контроля пространственного положения ППТ на базе устройств, реализующих метод восстановления волнового фронта принимаемых АР эхолокационных сигналов за счет применения масштабирующих переизлучающих решеток в АЭУ.
2. Впервые получены аналитические выражения для расчета акустических полей, создаваемых решетками малоапертурных встречно-штыревых преобразователей (ВШП) в анизотропных подложках АЭУ. Предложена методика расчета, учитывающая ряд новых факторов, связанных с применением АЭУ для обработки эхолокационных сигналов, позволяющая определить параметры и характеристики акустических процессоров, влияющие на разрешающую способность многолучевых эхолокационных приборов контроля пространственного положения ППТ.
3. Предложен вариант построения многолучевых приборов акустического контроля на базе АЭУ, который дает возможность за время прохода одного широкополосного зондирующего импульса получать информацию об объекте контроля во всем секторе обзора, как из ближней, так и дальней зоны АР.

Практическая ценность диссертационной работы заключается в следующем:

1. Показаны возможности использования в приборах многолучевого эхолокационного контроля АЭУ, реализующих метод восстановления волнового фронта и обеспечивающих обработку широкополосных эхосигналов с высокой

разрешающей способностью по дальности и углу для определения координат оголенных и провисающих участков ППТ.

2. Проведены экспериментальные исследования, способствующие решению проблемы создания принципиально новых многоэлементных акустоэлектронных устройств, позволяющих совершенствовать и создавать новые приборы контроля различного назначения на современной элементной базе.

3. Предложены схемотехнические и топологические решения построения АЭУ с заданными пространственными и частотными характеристиками, которые дают возможность использовать в приборах контроля широкополосные эхолокационные сигналы с высоким разрешением по дальности и многоэлементные АР, обеспечивающие высокую разрешающую способность по углу. Решен ряд конкретных задач увеличения информационной пропускной способности: разработаны два схемотехнических решения группировки элементов АР для многолучевых приборов контроля в подрешетки, кратные числу элементов переизлучающей решетки АЭУ, размещенных на одной подложке (от 15 до 40 в зависимости от материала), обеспечивающие пропорциональное увеличение разрешающей способности по углу. Предложены две топологии широкополосных акустических процессоров, работающих с масштабированием по скорости и частоте, позволяющие обрабатывать короткие широкополосные зондирующие импульсы (с относительной полосой до 40 % в зависимости от параметров АР).

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Многолучевые приборы контроля ППТ на базе АЭУ, реализующих метод восстановления волнового фронта и обеспечивающих пространственную обработку широкополосных эхолокационных сигналов с относительной полосой до 40% (в зависимости от параметров АР и АЭУ) и высокой разрешающей способностью по углу.

2. Результаты анализа и методики расчета, учитывающие специфику работы устройств с переизлучающими решетками, позволяющие рассчитать пространственные и частотные характеристики и оценить варианты

схемотехнических и топологических решений, увеличивающих информационную пропускную способность многолучевых приборов эхолокационного контроля ППТ на базе АЭУ. Результаты экспериментальных исследований разработанных акустических процессоров, подтвердившие полученную методику расчета, учитывающую дифракционные и интерференционные эффекты пересекающихся акустических пучков волн, создаваемых в аналоговых процессорах решетками малоапертурных взаимовлияющих преобразователей, расположенных на анизотропных подложках.

3. Схемотехнические и топологические решения увеличения информационной пропускной способности многолучевых приборов контроля на базе АЭУ за счет увеличения числа элементов (до ста и более) и расширения полосы пропускания до 40 % (в зависимости от параметров АР и АЭУ).

4. Принцип построения многолучевого прибора акустического контроля с кольцевой и круговой АР на базе АЭУ с масштабированием по скорости и дискретной фокусировкой переизлученных волн на считывающие преобразователи, позволяющий в реальном времени и с фиксированной разрешающей способностью обрабатывать эхосигналы, приходящие из ближней и дальней зоны АР.

Достоверность результатов. Все защищаемые положения и рекомендации диссертационной работы получены в результате исследований с применением известных физических и математических моделей, а теоретические результаты подтверждаются математическим моделированием и экспериментальными исследованиями.

Личный вклад автора. Все приведенные в работе результаты получены лично автором, либо при его непосредственном участии. Во всех работах, которые выполнены в соавторстве, соискатель непосредственно участвовал в постановке задач, в экспериментальных исследованиях, в обработке, обобщении и анализе полученных результатов.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертации докладывались и обсуждались на VIII, XI, XIII– XVIII международных научных

конференциях «Wave Electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems» (Санкт-Петербург, 2005, 2008, 2010– 2015 гг.); на научных сессиях ГУАП (Санкт-Петербург, 2010, 2011, 2015 гг.); II Международной научно-практической конференции «Актуальные вопросы технических наук в современных условиях» (Санкт-Петербург, 2015 г.).

Публикации. Основные результаты диссертации опубликованы в 22 работах, 2 из которых– патенты на полезные модели, 2– отчеты о НИР, 4– статьи в изданиях, рекомендованных перечнем ВАК России, 14– публикации в материалах российских и международных форумов и конференций.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 163 страницах текста и состоит из введения, 4 разделов, заключения, списка использованных источников (91 наименование). Работа включает 68 рисунков и 6 таблиц.

1 ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ ЭХОЛОКАЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ПОДВОДНЫХ ПЕРЕХОДОВ ТРУБОПРОВОДОВ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ С ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМИ РЕШЕТКАМИ

1.1 Постановка задачи

В настоящее время трубопроводный способ доставки сырья от морских нефтегазовых месторождений к потребителям является наиболее эффективным, так как обладает рядом преимуществ, таких как возможность непрерывного использования в любых погодных условиях, дистанционное управление, малая вероятность загрязнения окружающей среды. При этом прокладка и эксплуатация подводных трубопроводов во многом зависит от специфических особенностей района укладки. К ППТ относятся переходы через небольшие реки (с шириной зеркала более 10 м и глубиной более 1,5 м) и многокилометровые морские переходы – магистральные трубопроводы.

Исходя из характеристик донной поверхности, силы течений, режима судоходства и других факторов определяют способ укладки и параметры используемых труб. Переходы через водные преграды должны располагаться ниже уровня возможных деформаций дна, но допускается прокладка и незаглубленных трубопроводов [1]. При эксплуатации на трубопровод оказывает непрерывное воздействие ряд факторов, которые могут быть учтены заранее (коррозия, старение, вибрация под воздействием потока и др.), но причины аварий могут носить и случайный характер (сейсмическая активность, механические воздействия, карстовые провалы и др.) [10, 11].

На сегодняшний день существует ряд нормативных документов, определяющих техническое обслуживание и контроль состояния ППТ:

1. Основопологающим документом является СНиП 2.05.06-85 «Магистральные трубопроводы», в котором представлены нормы проектирования новых и реконструируемых магистральных трубопроводов диаметром до

1400 мм, а также требования к глубине залегания трубопровода. В соответствии с указанным СНиП слой грунта над трубопроводом должен быть не менее 800 мм с учетом уплотнения грунта в результате осадки [1].

2. «Регламент по техническому обслуживанию подводных переходов магистральных газопроводов через водные преграды» РД 51-3-96 устанавливает порядок технического обслуживания и контроля за техническим состоянием подводных переходов и выполнением ремонтных работ. Приводится классификация трубопроводов по техническому состоянию с указанием периодичности осмотров в зависимости от состояния, а также описание используемых методов и приборов контроля. При этом указанные средства технической диагностики, представленные без учета современных технических средств, следует взять за основу при разработке систем контроля ППТ [2].

3. «Регламент технической эксплуатации переходов магистральных нефтепроводов через водные преграды» ОР 13.01-60.30.00-КТН-002-3-02 содержит требования к оборудованию, порядок проведения мониторинга, виды и технологии проведения контроля технического состояния ППТ [3].

4. Ведомственные строительные нормы «Строительство магистральных трубопроводов» ВСН 010-88 распространяются на строительство подводных переходов стальных магистральных газопроводов и нефтепродуктопроводов, определяют допустимый диаметр труб для подводных переходов от 325 до 1420 мм [4].

Следует отметить, что на данный момент не существует единого подхода к контролю ППТ. Стандарт международной гидрографической организации, определяющий порядок полного исследования дна, носит рекомендательный характер, но является основой для национальных и региональных стандартов [12]. В соответствии с ним для определения технического состояния ППТ на первоначальном этапе выполняются трассопоисковые работы и батиметрические измерения, позволяющие определить фактическое положение трубопровода относительно проектного. На основании полученных данных делается вывод о

наличии оголенных и провисающих участков и, соответственно, вывод о необходимости ремонтных работ.

На основании данных, приведённых в базе данных PARLOC 2001, можно сделать заключение, что 25 % всех аварий, сопровождаемых разливом нефти, приходится на трубопроводы (505 случаев из представленных 2054) [13]. Анализ факторов, приводящих к подобным авариям, представлен в работе [11].

При оценке риска аварий такие факторы, как обнажение трубы и провисание, относятся к второстепенным неисправностям, и состояние трубопровода признается аварийным только при достижении критической длины участка (таблица 1.1). Следует отметить, что при недостаточном заглублении или при провисе под воздействием вибрации в трубопроводе происходит усталость металла, что приводит к «гильотинному» разрыву трубы. Критическая длина провисающего участка подводного перехода $l_{кр}$ для газопровода определяется в соответствии с регламентом РД 51-3-96 [2], а для нефтепровода – определяется диаметром трубопровода D [3].

Таблица 1.1 – Влияние величины заглубления на техническое состояние трубопровода

Техническое состояние ППТ	Величина заглубления	
	нефтепровода	газопровода
Исправное состояние	Соответствует нормативам	Соответствует нормативам
Неисправное состояние	Толщина грунта менее нормативной	Толщина грунта менее нормативной и имеются обнаженные и провисающие участки длиной до $0,7 l_{кр}$
Критическое состояние	Имеется провис более $20 D$	Имеется обнаженные и провисающие участки длиной более $0,7 l_{кр}$

Для задач обнаружения, контроля трасс и положения ППТ используются комплексы, включающие в себя гидроакустическую аппаратуру, средства обработки и регистрации, находящиеся как на борту буксируемых подводных аппаратов, так и судов. Несмотря на широкое распространение, однолучевые эхолоты и гидролокаторы бокового обзора (ГБО), а также комплексы на их основе, обладают рядом недостатков.

Гидролокатор бокового обзора является надежным трассопоисковым прибором, но для точного измерения дальности он используется совместно с эхолотом. Для контроля подводных переходов необходимо соотносить размеры трубопроводов (диаметр) с размерами пятна акустического контакта, создаваемого эхолотом на дне, который, определяется шириной ДН луча [14]. Очевидно, что увеличение ширины ДН луча эхолота, приводит к ошибкам измерения глубины, производимой от ближайшей точки отражения, а уменьшение – к необходимости проведения большого числа измерений. Поэтому гидроакустические системы контроля, оснащенные однолучевыми эхолотами, часто используются совместно с ГБО, осуществляющих поиск трасс на дне. При этом для получения «площадной» (сплошной) съемки дна необходимо увеличивать число точек измерения, что приводит к увеличению длительности и сложности работ. Кроме этого использование ГБО и однолучевых эхолотов затруднено при сложном донном рельефе.

Таким образом, контроль ППТ системой, состоящей из однолучевого промерного эхолота и ГБО, не эффективен для трубопроводов малого диаметра из-за высокой вероятности пропуска, связанной с низкой плотностью точек измерений и сложным донным рельефом.

В настоящее время на смену однолучевым эхолотам приходят приборы контроля ППТ, использующие для приема сигналов многоэлементные приемные антенны различных конфигураций. К многолучевым эхолокаторам относятся как эхолоты с линейными АР, так и гидролокаторы секторного и кругового обзора (ГСО и ГКО), использующие дуговые и кольцевые АР. Достоинствами данных приборов является возможность формирования «площадной» съемки дна, работа

в сложном рельефе при малой площади акустического контакта с донной поверхностью. Указанные преимущества достигаются за счет формирования веера узких лучей ДН в поперечной плоскости судна (или подводного аппарата), оснащенного АР, что позволяет получать топографический вид дна, а также измерять глубину и, следовательно, осуществлять контроль пространственного положения ППТ [5, 6, 15].

Поскольку многолучевой эхолотатор позволяет проводить зондирование с помощью узких лучей с малой площадью акустического контакта с донной поверхностью, это дает возможность не только обнаруживать, но и контролировать положение трубопровода (т. е. обнаруживать оголенные и провисающие участки) с более высокой разрешающей способностью по сравнению с однолучевым эхолотом. В результате увеличения разрешающей способности по углу и дальности систем контроля появляется возможность сделать заключение о техническом состоянии ППТ.

Таким образом, разработка и применение многолучевых эхолотаторов для поиска и контроля ППТ является перспективной задачей благодаря:

- высокой разрешающей способности по дальности, которая достигается за счет возможности использовать короткие (широкополосные) импульсы;

- высокой разрешающей способности по углу, получаемой за счет узкой ДН многоэлементной приемной АР, что позволяет формировать на дне пятна акустического контакта в 2 –3 раза меньше диаметра трубопровода.

Частотный диапазон выбирают исходя из необходимой глубины и разрешающей способности эхолотатора, при этом наиболее универсальным является диапазон от 200 до 500 кГц. Однако необходимо отметить, что при работе на глубинах до 1500 м измерения выполняют на частоте от 50 до 400 кГц, а на больших расстояниях используют более низкие частоты. Например, частота работы эхолота Kongsberg Simrad EM122 составляет 12 кГц, что позволяет использовать его на глубинах не менее 11000 м. Многолучевые эхолоты с линейными АР обладают шириной луча от 1,5° до 9° и используют диапазон

частот от 50 (сверхглубоководные от 12) до 500 кГц. Наиболее универсальной частотой является частота 300 кГц.

В таблицах 1.2 и 1.3 представлены характеристики некоторых многолучевых эхолотов. Подробный обзор возможностей современных многоканальных гидролокационных приборов представлен в работе [15].

Таблица 1.2 – Основные характеристики некоторых многолучевых эхолотов

Параметры	R2Sonic Sonic 2022	Reson Seabat 8125	Kongsberg Simrad EM 3002	Odom Hydrographic Systems Echoscan	Marimtech E-sea Swathe 501
Производитель	США	Дания	Норвегия	США	Дания
Рабочая частота, кГц	200 – 400	455	300	200	200
Ширина луча	2° x 2°	1° x 0,5°	1,5° x 1,5°	2,5° x 3°	9°
Разрешение по дальности, мм	12,5	6	10	25	50
Максимальная глубина, м	400	450	150	100	100

Таблица 1.3 – Основные характеристики гидролокаторов кругового обзора

Параметры	Furuno FSV-30	Tritech Sea King Hammerhead	Tritech Super Sea Prince	Imagenex 881A Digital imaging sonar
Производитель	Япония	Великобритания	Великобритания	Канада
Рабочая частота, кГц	21 – 27	675; 935	500 – 900	310 – 1000
Ширина акустического луча	18°	0,6°; 0,9°	2,3°	4° – 0,9°
Разрешение по глубине, мм	35	7,5	50	10

В основе работы многолучевых эхолокаторов лежат различные методы обработки принимаемых пространственно-временных сигналов – как аналоговые, так и цифровые. В независимости от элементной базы реализации, аппаратура должна обеспечивать высокую разрешающую способность, технологическую простоту и надежность.

Устройства с масштабными переизлучающими решетками, являющиеся разновидностью АЭУ, служат примером разработки новой элементной базы для многолучевых эхолокаторов. Данные устройства позволяют восстановить волновые фронты акустических волн, пришедших от объекта контроля в среде аналогового процессора и осуществить регистрацию углового направления принимаемого сигнала.

Известное АЭУ, созданное в ГУАП и испытанное в гидроакустической аппаратуре, позволяло за один проход зондирующего импульса осуществить обзор углового сектора в 40° в диапазоне дальностей от 10 до 120 м.

На рисунке 1.1 показано полученное устройством изображение трассы пролегания кабеля и геометрической фигуры «Н», выложенной на дальности 60 метров от АР из отражателей диаметром от 0,08 до 0,12 м [7].

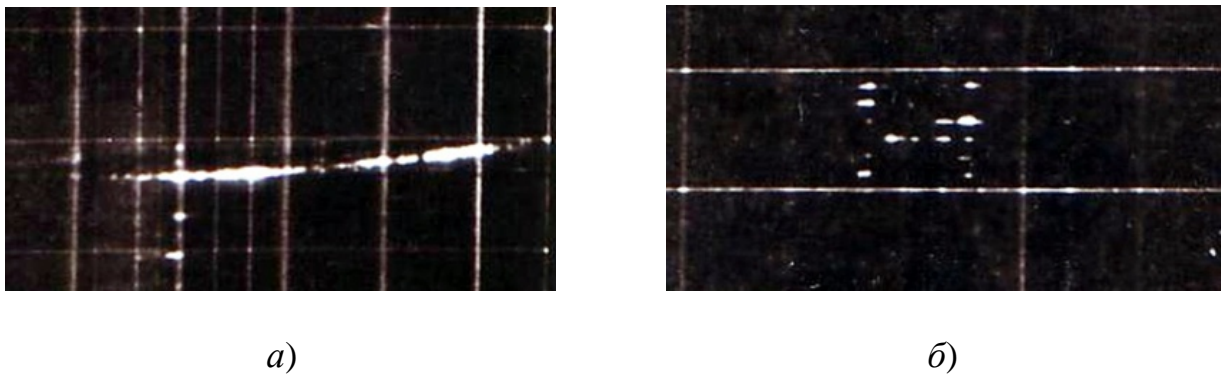


Рисунок 1.1 – Изображение трассы пролегания кабеля (а) и геометрической фигуры «Н» (б) полученное гидролокатором с акустоэлектронным устройством пространственной обработки

Таким образом, АЭУ обеспечивало пространственную обработку сигналов в низкочастотном диапазоне с преобразованием частоты принимаемых сигналов и могло применяться в приборах контроля ППТ. Но технология изготовления АЭУ являлась технически не совершенной, что сделало данное устройство не пригодным для серийного производства.

При реализации аппаратуры контроля необходимо разрабатывать технологичную элементную базу, позволяющую совмещать высокую разрешающую способность по углу и дальности с возможностью осуществлять обработку в реальном времени. Исходя из представленных в диссертационной работе таблиц 1.2 и 1.3, можно сделать вывод о необходимости разработать элементную базу для обработки эхолокационных сигналов с разрешающей способностью по дальности несколько миллиметров, приходящих с большого числа угловых направлений. Для разрешения по дальности 6 мм длительность зондирующего импульса должна составлять 8 мкс, что соответствует относительной полосе пропускания устройства 40% (при работе с простыми сигналами для которых полоса обратно пропорциональна длительности и несущей в 300 кГц). Использование многолучевого эхолокатора с приемной АР, состоящей из ста и более элементов, обеспечит разрешение по углу не хуже $0,5^\circ$.

На данный момент существует ряд проблем, существенно влияющих на возможности применения АЭУ для обработки эхолокационных сигналов. Использование в качестве подложек анизотропных материалов и задачи микроминиатюризации приводят к необходимости уменьшения размеров акустических процессоров. В АЭУ, основанных на использовании дифракционных эффектов и, следовательно, на применении малоапертурных преобразователей, возникает необходимость увеличения числа элементов переизлучающих решеток. Решение данной задачи позволит уменьшить ширину ДН и, соответственно, увеличить разрешающую способность эхолота. Также необходимо исследовать влияние на характеристики АЭУ параметров малоапертурных преобразователей и решеток на их основе.

Для достижения высокой разрешающей способности по дальности возникает необходимость использовать короткие зондирующие сигналы, что требует решения ряда проблем. Поэтому в данной работе рассматриваются вопросы расширения функциональных возможностей и аспекты, связанные с реализацией АЭУ обработки сигналов многоэлементных АР гидролокационной аппаратуры на современной базе.

1.2 Анализ принципов построения акустоэлектронных устройств, реализующих метод восстановления волнового фронта

В настоящее время разработаны основы теории, позволяющей оптимизировать процедуру приема пространственно-временных сигналов в зависимости от характеристик сигналов и шумов, а также используемых критериев качества. При этом используемый подход заключается в синтезе устройства обработки как оптимального обнаружителя пространственно-временных сигналов на выходах антенны для заданных моделей сигналов и помех с последующим анализом таких характеристик, как разрешающая способность, точность определения координат, эффективность подавления помех и пр. Такая постановка вопроса позволяет однозначно сформулировать требования к распределению сигнала по приемной АР [16, 17, 18].

Известно, что оптимизация пространственно-временной обработки сводится к алгоритмам линейной фильтрации, являющимся частью общего алгоритма обнаружения, измерения, классификации и обработки изображений, включающего и нелинейные операции. Излучающую антенну, среду распространения электромагнитных волн, приемную АР и устройство обработки можно представить как совокупность последовательно включенных линейных фильтров [7, 19].

Прежде, чем перейти к описанию процедуры оптимального приема пространственно-временных сигналов, кратко остановимся на базовых моделях сигналов и помех, положенных в дальнейшем в основу анализа устройств

обработки.

В качестве базовой модели пространственно-временных сигналов и помех выбран сигнал, образуемый точечным δ -источником, излучающим (или переизлучающим) в среде, которая считается однородной, изотропной, недиспергирующей, и расположенным в дальней зоне АР.

Прием полезного сигнала и помех всегда производится на фоне шума, основными составляющими которого являются внутриприемный шум и фоновый шум среды распространения. Если фоновый шум не коррелирован, то он подобен внутренним шумам электронного тракта устройства обработки.

Будем считать, что излучающая антенна расположена в одной плоскости с приемной (или одна АР работает на прием и излучение), а системы координат, декартова (X, Y, Z) и сферическая (r, α, β) совмещены с центром приемной АР (рисунок 1.2). Пусть источник расположен в точке пространства с радиус-вектором \mathbf{r}_0 , излучающий сигнал $s_0(t, \mathbf{r}_0)$. Приемная АР задана в виде функции раскрытия P в области координат, \mathbf{r} – радиус вектор точки этой области. Элементы в этой точке фиксируют аддитивную смесь сигнала и шума.

На основании критерия максимального правдоподобия процедура оптимального приема заключается в вычислении устройством обработки решающей функции, воспроизводящей значения функционала отношения правдоподобия (или некоторой монотонной функции от него). Обнаружить сигнал можно при сравнении максимума выходного сигнала с пороговым значением, а измерение параметров – при определении положения максимума в интервале возможных значений параметра [20].

При некоррелированном пространственно-временном шуме с одинаковой спектральной плотностью во всех точках приема за решающую функцию может быть принят корреляционный интеграл [17]:

$$I(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \iint s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \cdot s(t, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r}, \quad (1.1)$$

где \mathbf{r}'_0 – оцениваемое значение параметра \mathbf{r}_0 . Выходной эффект устройства обработки имеет сигнальную и шумовую составляющие.

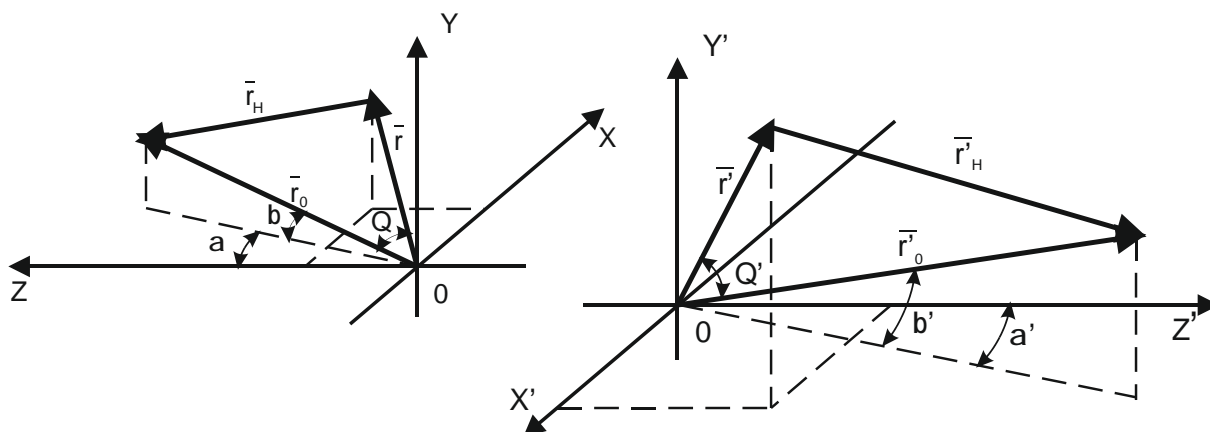


Рисунок 1.2 – Система векторов в пространстве объектов и изображения

Сигнальная составляющая $I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_{0o})$ может быть представлена в спектральной области в виде:

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_{0o}) = \frac{1}{2\pi} \iint S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \cdot S^*(\omega, \mathbf{r}'_{0o}, \mathbf{r}) d\omega d\mathbf{r}, \quad (1.2)$$

где $S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \widehat{F}[s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]$ – спектр сигнала $s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$, ожидаемого в точке пространства с радиус вектором \mathbf{r}_0 , \widehat{F} – оператор преобразования Фурье

Опорной функцией для вычисления отклика в спектральной области является комплексно-сопряженный спектр принимаемых сигналов. Алгоритм пространственно-временной обработки, описываемый выражением (1.2), определяет операции, которые должны быть произведены над сигналом в устройстве обработки. Он предусматривает корреляционную обработку сигналов каждого элемента приемной антенной решетки с различными опорными сигналами в каждом канале.

Во многих случаях, однако, удастся использовать более простую процедуру обработки, требующую меньших аппаратных затрат, при которых сигнальная составляющая выходного эффекта системы оптимальной обработки представляется в форме [7]:

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_{0o}) = \frac{1}{2\pi} \int S_0^*(\omega, \mathbf{r}'_{0o}) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \cdot W(\omega, \mathbf{r}'_{0o}, \mathbf{r}) d\mathbf{r} d\omega, \quad (1.3)$$

где $S(\omega, \mathbf{r}_0) = \widehat{F}[s_0(t, \mathbf{r}_0')]$ - спектр сигнала, ожидаемого в точке пространства с радиус-вектором $\mathbf{r}'_{0\omega}$, а $W(\omega, \mathbf{r}'_{0\omega}, \mathbf{r})$ - функция, обеспечивающая независимость подынтегрального выражения от координат точек раскрыва и не зависящая от вида излучаемого сигнала.

Излучаемый сигнал, достигая некоторой точки раскрыва приемной АР, подвергается линейному преобразованию, то есть влияние среды распространения на сигнал может быть описано действием линейного пространственно-временного фильтра с коэффициентом передачи $V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$:

$$S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = S_0(\omega, \mathbf{r}_0) \cdot V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}), \quad (1.4)$$

где коэффициент передачи $V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$ удовлетворяет условию $V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = V^*(-\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$.

Как показано в работе [7] при этом должно выполняться равенство обеспечивающее тождественность выражений (1.2) и (1.3):

$$W(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \frac{\exp[-j\phi_V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]}{|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})|}. \quad (1.5)$$

Процедура согласованной пространственно-временной обработки, описываемая выражением (1.3), заключается в выполнении в произвольной последовательности операции пространственной обработки, независимой от временной структуры сигналов, и временной, независимой от координат источника излучения и точки приема.

Пространственная обработка сигналов заключается в вычислении корреляционного интеграла с опорной функцией $W(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r})$, определяемой выражением (1.5) в спектральной области или функцией $w(-t, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r})$ во временной области. Временная обработка сводится к процедуре согласованной фильтрации временных сигналов.

Если предположить, что размеры приемной антенны значительно меньше расстояния до источника излучения, это позволит пренебречь зависимостью амплитуд принимаемых сигналов от координат точек раскрыва АР, то есть $|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})| = const$. В таком приближении рассматривается значительная часть задач

обработки локационных сигналов. Для удобства дальнейшего изложения в качестве аргумента функций будет использоваться волновое число $k=\omega/v=2\pi/\lambda$, где v - скорость распространения колебаний, λ – длина волны. Тогда соотношение (1.5) с точностью до постоянного множителя можно записать в виде:

$$W(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = V^*(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}). \quad (1.6)$$

Следовательно, при реализации алгоритма согласованной пространственной обработки сигнала от точечного по угловым координатам источника, оптимального при наличии пространственно-временного белого шума, опорная функция корреляционного интеграла (в спектральной области) является комплексно-сопряженной функции распределения комплексных амплитуд по приемной антенне в полосе частот принимаемых сигналов.

Для пространственно-временного узкополосного сигнала пространственная обработка заключается в сдвиге фаз колебаний, снимаемых с выхода каждого приемного элемента антенны, и последующем взвешенном суммировании этих колебаний. Структура широкополосного в пространственно-временном смысле сигнала в общем случае не факторизуется, но в частных случаях удастся обеспечить выполнение условия (1.6). Принцип построения согласованного фильтра пространственной обработки, в этом случае, заключается во временном сдвиге колебаний, снимаемых с выходов АР, на величину, зависящую от направления на источник сигнала и положения элемента в раскрыве антенны [21].

В реальных устройствах опорная функция пространственной обработки может отличаться от условия, определяемого соотношением (1.6), что связано с возможностями технической реализации. Отклик устройства обработки на δ – источник определяется пространственным корреляционным интегралом в выражении (1.3). С учетом введения функции раскрыва $P(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$ отклик устройства или пространственная импульсная характеристика описывается выражением [7]:

$$H(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \int P(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \cdot V(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \cdot W(k, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (1.7)$$

При расположении АР в плоскости ХОУ пространственная импульсная

характеристика (в соответствии с рисунком 1.2) описывается выражением [7, 19]:

$$h(k, \alpha, \beta, \alpha_0, \beta_0) = \iint P_{1,2}(k, x, y, \alpha, \beta) \cdot W(k, x, y, \alpha_0, \beta_0) \cdot V(k, x, y, \alpha, \beta) dx dy \quad (1.8)$$

Выражения (1.3– 1.8) относятся к вопросу построения оптимального пространственно-временного фильтра в предположении того, что источники сигналов являются точечными. Однако реальные объекты контроля имеют конечные размеры, соизмеримые с элементом разрешения устройства обработки или значительно его превосходящие. Для описания таких объектов часто используют статистическую модель в виде совокупности «блестящих точек» вторичных точечных объектов, заполняющих объем пространства, определяемый его размерами.

Если выполняется приближение дальней зоны, то процесс формирования отраженного поля можно интерпретировать, как пространственную модуляцию облучающего сигнала функцией рассеяния облученной части объекта. Полученная при этом пространственная характеристика, имеет такую же структуру, как и в выражении (1.7), что позволяет использовать ее в качестве основной при проектировании устройств пространственной обработки [19].

1.3 Классификация и варианты реализации акустоэлектронных устройств пространственной обработки эхолокационных сигналов

Создание устройств согласованной обработки сигналов АР или диаграммообразующих схем (ДОС) с высокими техническими параметрами, предназначенных для задач контроля ППТ, может основываться на различных принципах как цифровых, так и аналоговых.

АЭУ пространственной обработки сигналов представляют собой устройства, созданные на основе многоканальных акустических компонент, в которых принятые эхосигналы с АР переизлучаются в виде ПАВ. При этом появляется возможность создания в малых геометрических размерах условий для реализации таких волновых операций, как формирование направленных пучков

колебаний, пространственная частотная фильтрация, преломление, дифракция и интерференция волн, что позволяет разрабатывать различные топологии данного типа устройств. Кроме того, такие устройства могут работать как на излучение, так и на прием и обладают высоким быстродействием.

Исходя из принципов построения, основным параметром АЭУ является коэффициент масштабирования $m=k/k'=\lambda'/\lambda$, указывающий относительную длину волны в устройстве обработки. Знак штрих (') здесь и далее будет относиться к параметрам АЭУ. Для достижения малых габаритов процессора необходимо обеспечить выполнение условия $m \ll 1$, что может быть получено различными способами. Масштабирование по скорости происходит за счет разницы скоростей распространения в пространстве (v) и в акустическом материале (v'), поэтому выбираются материалы с $v' < v$ для используемого типа волн. Масштабирование по частоте ($f' < f$ или $f' > f$) может осуществляться, например, путем гетеродинирования.

Взаимное расположение переизлучающих и считывающих преобразователей поверхностных волн, расположенных на акустической подложке, определяет характеристику устройства. В зависимости от направления прихода фронта волны на АР (при работе на прием) переизлученные упругие колебания от каждого входного элемента АЭУ получают необходимые задержки в среде обработки. Считывающая решётка осуществляет регистрацию ПАВ и их преобразование в электрический сигнал (рисунок 1.3).

В настоящее время известно несколько разновидностей АЭУ пространственной обработки, различающихся топологией построения и принципами функционального применения. По способу преобразования сигналов различают устройства обработки на приемной частоте и с гетеродинированием (рисунок 1.4).

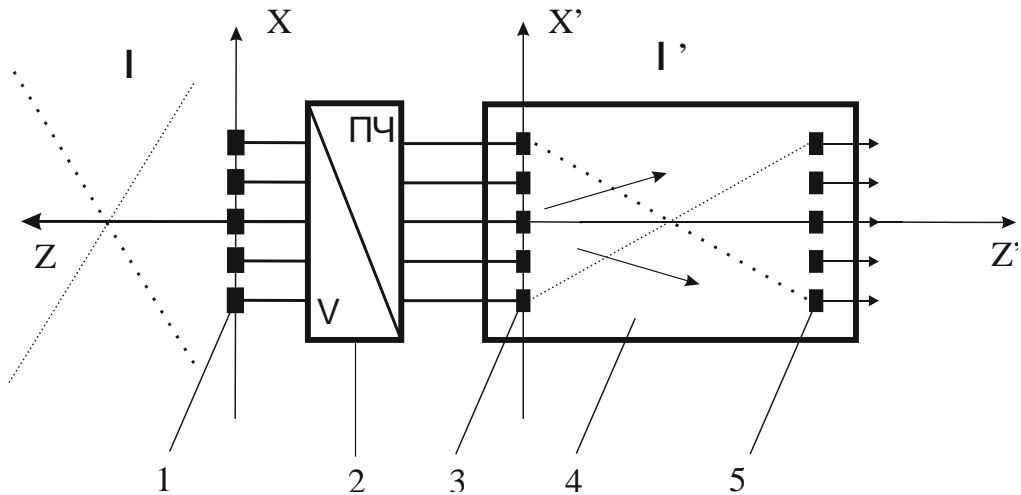


Рисунок 1.3 – Работа акустоэлектронного устройства пространственной обработки сигналов: 1– элементы АР, 2– электронные элементы, 3– переизлучающая решетка преобразователей ПАВ, 4– подложка, 5– считывающая решетка преобразователей ПАВ



Рисунок 1.4 – Классификация устройств с переизлучающими решетками преобразователей ПАВ

В общем случае частота принимаемого АР сигнала не совпадает с частотой обработки в многоканальном устройстве на ПАВ f' , поэтому для задач пространственно-временной обработки сигналов возникает необходимость использования преобразования частоты или временного масштаба сигналов [22].

Реализация АЭУ обработки непосредственно на приемной частоте АР возможна в случаях, где используется масштабирование по скорости.

По принципам топологического построения можно выделить следующие типы АЭУ. К первому типу относятся пространственно-многоканальные устройства со ступенчатым расположением считывающих преобразователей, где используются многоотводные линии задержки (рисунок 1.5, *а*). Переизлучающие преобразователи создают не перекрывающийся параллельный пучок ПАВ. Считывающие преобразователи располагаются в ближней зоне каждого элемента переизлучающей решетки, производят суммирование сигналов с определённых направлений, образуя веер ДН [23, 24]. АЭУ представляет собой набор из независимых многоотводных линий задержки. Для увеличения зоны не перекрывающихся пучков необходимо увеличить апертуры переизлучающих ВШП, что уменьшает их число при ограниченных размерах подложки и ограничивает функциональные возможности устройства.

Ко второму типу относятся устройства, в которых используются ненаправленные или слабонаправленные преобразователи, благодаря этому в среде возникает интерференция колебаний акустических волн [25]. Регистрация может производиться с использованием фокусировки переизлученной волны или без нее. Фокусировка акустической волны производится либо посредством электронной схемы, либо переизлучающей решеткой специальной формы (рисунок 1.5, *б*) [26, 27, 28].

При отсутствии фокусировки переизлучающая решетка преобразователей формирует плоскую волну, регистрируемую преобразователями ПАВ считывающей решетки с определенной угловой ориентацией в ближней зоне (рисунок 1.6, *а*) или расположенными с определенным шагом в дальней зоне решетки (рисунок 1.6, *б*).

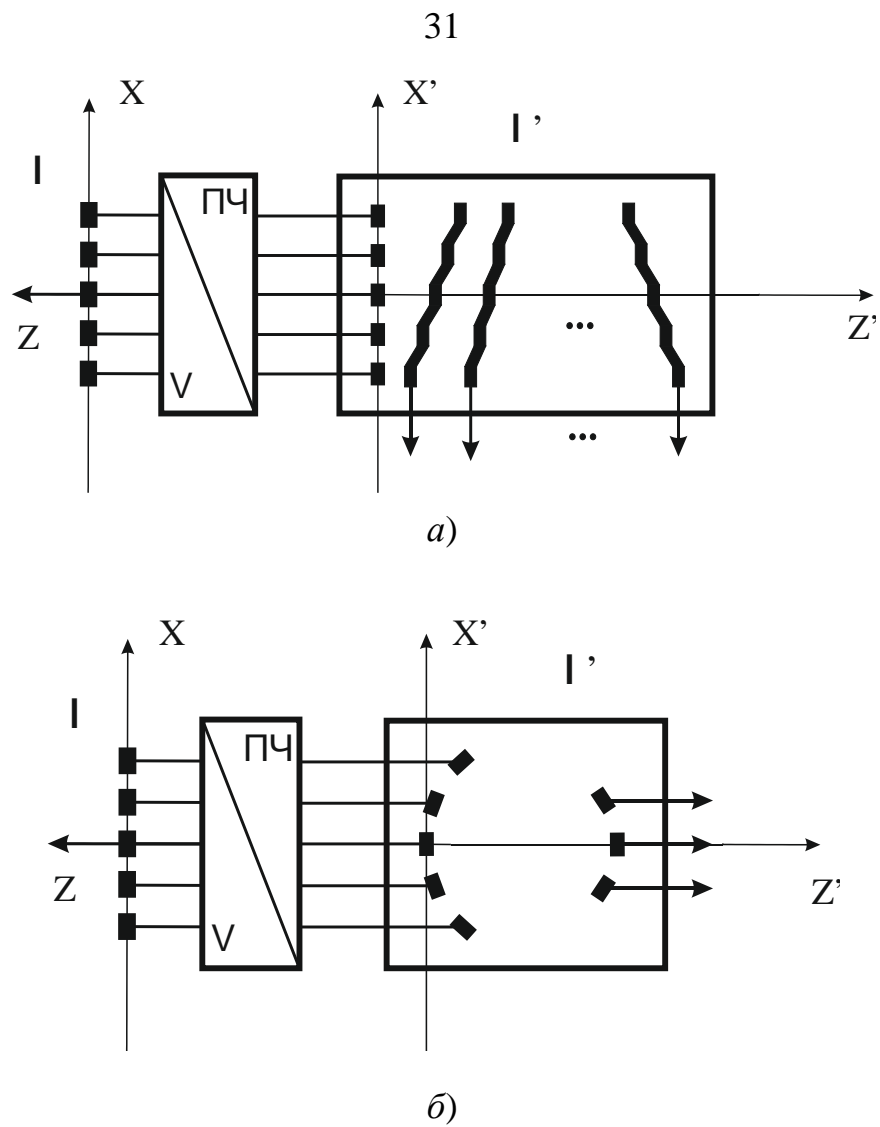


Рисунок 1.5 – Акустоэлектронные устройства:

a) со ступенчатым расположением считывающих преобразователей в ближней зоне элементов переизлучающей решётки; *б)* с использованием специальных дуговых конфигураций решеток для фокусировки переизлученной волны

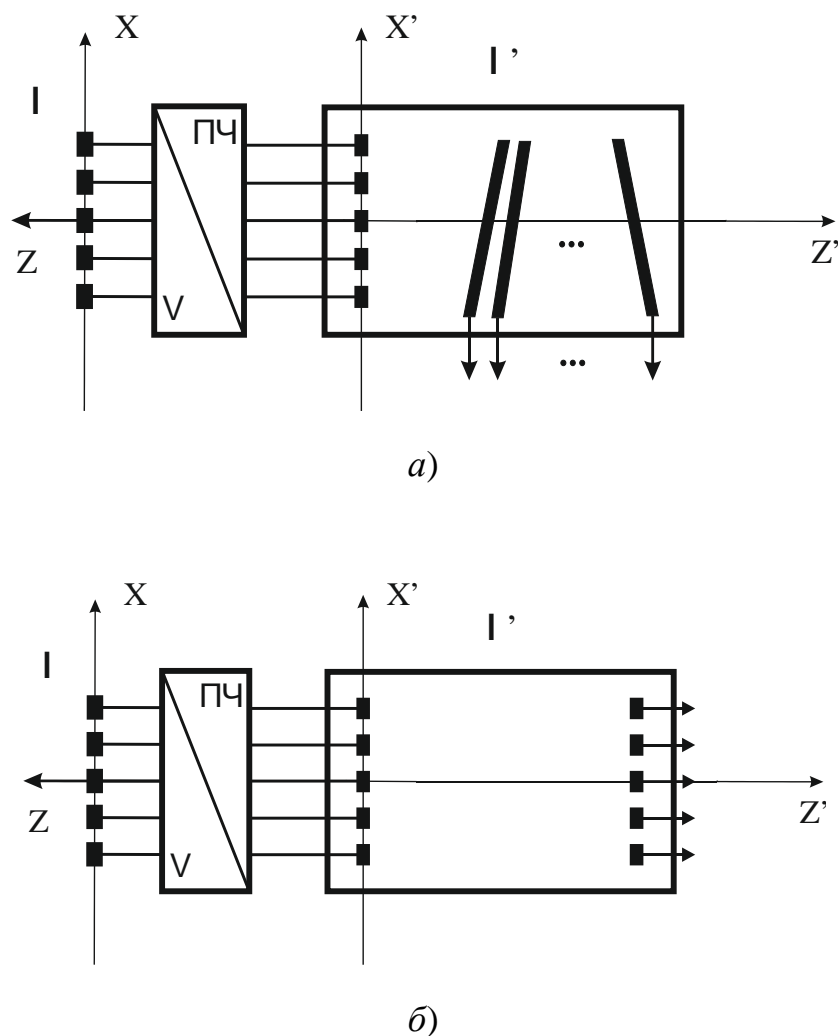


Рисунок 1.6 – Акустоэлектронные устройства:

a) с верным расположением считывающей решетки в ближней зоне переизлучающей решетки; *б)* с считывающей решеткой, расположенной в дальней зоне переизлучающей решетки

В устройствах с преобразованием частоты можно использовать электронные схемы для создания сферического фронта переизлучаемой поверхностной волны [29].

В настоящее время устройства, использующие слабонаправленные преобразователи, являются наиболее перспективным, что связано с расширением функциональных возможностей и упрощением топологии построения.

Основными достоинствами АЭУ являются сравнительно простая процедура обработки сигналов, малые габариты и масса, низкая стоимость и высокое быстродействие, отработанная технология изготовления на базе различных подложек [30, 31].

Для количественного измерения информационной пропускной способности многолучевого прибора контроля (или информационной емкости сигнала) используется величина $E=\lg(N_n)$, где N_n – число независимых информационных (временных, пространственных, поляризационных) степеней свободы сигнала.

Как показано в [32], для линейной АР величина N_n , без учета поляризационных степеней свободы сигнала:

$$N_n \sim \frac{2 \cdot \Delta f \cdot \tau \cdot D^2}{\lambda \cdot z}, \quad (1.9)$$

где $2 \cdot \Delta f$ – полоса пропускания, τ – длительность сигнала, z – проекция расстояния до источника (x_0, z_0, λ) сигнала на ось Z , в соответствии с рисунком 1.2.

Как видно, величина N_n зависит от волнового размера апертуры D антенны, то есть от числа элементов эквидистантной линейной АР N и от полосы пропускания $2 \cdot \Delta f$ прибора контроля.

И если повышение рабочего диапазона частот (или уменьшения длин волн λ) зависит, прежде всего, от развития технологии, то такие параметры как полоса пропускания, максимально возможное число элементов АР, способность пространственного разрешения в ближней и дальней зоне антенны, чаще всего определяются топологическими и конструкторскими решениями.

Однако при реализации АЭУ возникает ряд проблем практического характера, препятствующих достижению их расчетных и предельных параметров. Поэтому целью данной работы является расширение информационной пропускной способности приборов многолучевого контроля на базе АЭУ, за счет увеличения полосы пропускания и числа элементов АР $N_0=D/d$. Рассмотрение технологических и топологических особенностей АЭУ, позволит наиболее полно реализовать выявленные потенциальные возможности.

1.4 Принципы построения акустоэлектронных устройств обработки сигналов многолучевых эхолотаторов с линейными антенными решетками

Рассмотрим основные принципы построения и характеристики АЭУ, использующих масштабирование по частоте и скорости и предназначенных для обработки сигналов приборов контроля с линейными АР – многолучевых эхолотов. Известно несколько топологий, подробно описанных в научно-технической литературе [7, 25].

Основной функцией при анализе и синтезе АЭУ является пространственная импульсная характеристика, описываемая выражением (1.7). В дальнейшем будем считать, что источник монохроматического излучения находится в плоскости XOZ под углом $\alpha=\alpha_0$ к оси Z. Как показано в [7] функция, описывающая распределения комплексных амплитуд точечного источника в раскрыве эквидистантной линейной АР расположенной вдоль оси X ($y=0, z=0$), имеет вид:

$$V(k, x) = \exp \left[j \cdot k \cdot \left(x \cdot \sin \alpha - \frac{x^2}{2r_0} \cos^2 \alpha - \dots \right) \right]. \quad (1.10)$$

Опорная функция устройства согласованной пространственной фильтрации в соответствии с выражением (1.6) описывается выражением:

$$W(k, x) = \exp \left[-j \cdot k \cdot \left(x \cdot \sin \alpha_0 - \frac{x^2}{2r_0} \cos^2 \alpha_0 - \dots \right) \right]. \quad (1.11)$$

В случае нахождения источника в дальней зоне пространственная импульсная характеристика (1.8) сводится к Фурье-преобразованию функции раскрыва:

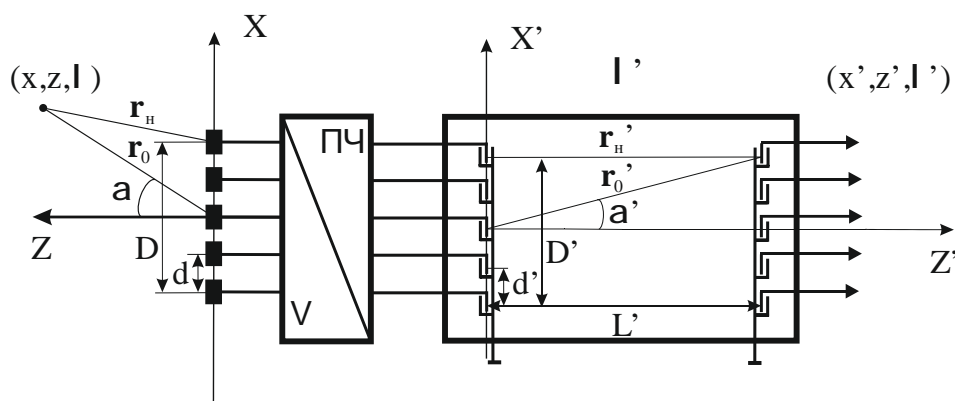
$$h(k, \alpha, \alpha_0) = \int P(x) \cdot \exp \left[-j \cdot k \cdot x \cdot (\sin \alpha_0 - \sin \alpha) \right] dx. \quad (1.12)$$

При равномерном и синфазном апертурном распределении $P(x)=\text{rect}(x/D)$ пространственная импульсная характеристика равна:

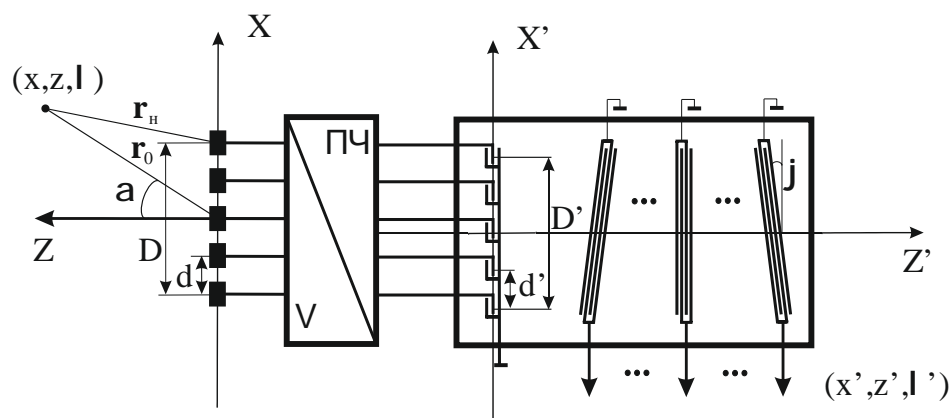
$$h(k, \alpha, \alpha_0) = \text{sinc} \left[\frac{D}{\lambda} \cdot (\sin \alpha_0 - \sin \alpha) \right], \quad (1.13)$$

где D – апертура АР.

Для обработки экосигналов применяются АЭУ с линейной переизлучающей решеткой преобразователей, формирующих плоскую волну, регистрируемую преобразователями считывающей решетки расположенными с определенным шагом в дальней зоне (рисунок 1.7, а) или с определенной угловой ориентацией в ближней зоне (рисунок 1.7, б).



а)



б)

Рисунок 1.7 – Акустоэлектронные устройства:

- а) со считывающей решеткой, расположенной с определенным шагом в дальней зоне переизлучающей решетки; б) с набором веерообразно расположенных считывающих преобразователей в ближней зоне переизлучающей решетки

Для преобразователя считывающей решетки с координатами r_0' , $\alpha'=\alpha_0'$, $\beta_0'=0$ (рисунок 1.7, а) опорная функция будет иметь вид аналогичный выражению (1.10):

$$W'(k', x') = \exp \left[j \cdot k' \cdot \left(x' \cdot \sin \alpha_0' - \frac{(x')^2}{2r_0'} \cos^2 \alpha_0' - \dots \right) \right]. \quad (1.14)$$

С учетом взаимной однозначности между элементами переизлучающей решетки и элементами приемной АР можно определить параметры устройства обработки:

$$\begin{aligned} x' \cdot D &= x \cdot D', \\ D' &= m \cdot D, \\ r_0' &= r_0 \cdot m, \\ \sin \alpha_0' &= \sin \alpha_0, \end{aligned} \quad (1.15)$$

где D' — апертура переизлучающей решетки преобразователей поверхностных волн, $m=k/k'=\omega \cdot v'/\omega' \cdot v$ — коэффициент масштабирования, ω' — промежуточная частота в различных вариантах преобразования, ω — частота принимаемого сигнала.

При этом полученная опорная функция (1.14) совпадает с требуемой функцией (1.11) с точностью до знака под экспонентой. Изменение знака обеспечивается операцией сопряжения спектра при частотном преобразовании сигналов путем выбора промежуточной частоты $\omega'=\omega_r-\omega$ или временной инверсией при преобразовании временного масштаба.

Устройства такого типа могут использоваться для обработки сигналов АР с малыми волновыми размерами (в этом случае в выражении (1.10) можно пренебречь членами высших порядков) или при расположении наблюдаемых объектов в ближней зоне АР. При несоблюдении этих условий применяются акустоэлектронные процессоры либо с фокусировкой переизлученной волны, либо со считыванием в ближней зоне переизлучающей решетки.

Для обработки сигналов с плоским волновым фронтом, поступающих на приемную линейную АР, может применяться АЭУ со считыванием в ближней зоне переизлучающей решетки преобразователей. В данном случае считывающие

ВШП равны апертуре переизлучающей решетки, развернуты один относительно другого на угол, равный разрешению по углу приемной АР прибора контроля и размещены в ближней зоне переизлучающей решетки (рисунок 1.7, б).

Для сигнала с угловой координатой α_0 распределение комплексных амплитуд на приемной АР, в соответствии с выражением (1.10), будет описываться выражением:

$$V(k, x) = \exp(j \cdot k \cdot x \cdot \sin \alpha_0). \quad (1.16)$$

Распределение сигналов по апертуре линейной переизлучающей решетки, соответственно, будет иметь вид:

$$V'(k', x') = \exp(j \cdot k' \cdot x' \cdot \sin \alpha_0'), \quad (1.17)$$

откуда:

$$\sin \alpha_0' = \frac{D}{D'} \cdot \frac{\omega \cdot v'}{\omega' \cdot v} \cdot \sin \alpha_0. \quad (1.18)$$

Опорная функция АЭУ с веерным расположением считывающих преобразователей имеет вид [7]:

$$W'(k', x') = \exp\{j \cdot k' \cdot x' \cdot \sin \varphi\}. \quad (1.19)$$

Полагая $\varphi = -\alpha_0'$, можно записать пространственную импульсную характеристику АЭУ в виде:

$$h(\alpha, \alpha') = \int P(x) \cdot \exp(-j \cdot k \cdot x \cdot (\sin \alpha_0 - \frac{\omega' \cdot v}{\omega \cdot v'} \cdot \frac{D'}{D} \sin \alpha')) dx. \quad (1.20)$$

При функции распределения $P(x) = \text{rect}(x/D)$ можно записать:

$$h(\alpha, \alpha') = \text{sinc} \left[\frac{D}{\lambda} \cdot \left(\sin \alpha_0 - \frac{\omega' \cdot v}{\omega \cdot v'} \cdot \frac{D'}{D} \sin \alpha' \right) \right]. \quad (1.21)$$

Рассмотренные устройства могут быть построены как с масштабированием по скорости, так и с масштабированием по скорости и частоте. Преобразование частоты эхосигналов путём гетеродинирования и формирование диаграмм направленности на промежуточной частоте является весьма привлекательным решением с точки зрения сочетания непрерывно расширяющихся требований к диапазону частот и возможностей элементной базы. При этом возможен один из трех вариантов выбора промежуточной частоты: $\omega' = \omega + \omega_r$, $\omega' = \omega - \omega_r$, $\omega' = \omega_r - \omega$.

1.5 Исследование частотных характеристик многолучевых эхолокаторов с линейными антенными решетками на базе акустоэлектронных устройств обработки сигналов

Оценим количественно ограничения, влияющие на полосу пропускания многолучевых эхолотов на базе АЭУ с масштабированием по скорости и частоте.

В приближении дальней зоны для сигнала с угловой координатой α_0 и с частотой ω_0 , в устройстве обработки формируется опорная функция вида (1.19). При наличии угловой $\Delta \sin \alpha$ и частотной $\Delta \omega$ расстройках отклик устройства определяется выражением:

$$h(\Delta \sin \alpha, \Delta \omega) = \int P(x) \times \exp\left(-j \frac{x}{D} [\omega_0 \sin \alpha_0 - (\omega_0 + \Delta \omega)(\sin \alpha_0 + \Delta \sin \alpha)]\right) dx. \quad (1.22)$$

Пространственная частота в показателе экспоненты выражения (1.22) сохраняет своё значение при условии $(1 + \Delta \sin \alpha / \sin \alpha_0) \cdot (1 + \Delta \omega / \omega_0) = 1$. Введя относительную расстройку по частоте $\Delta \nu = \Delta \omega / \omega_0$ и номер пространственного канала $n = \sin \alpha / \Delta \sin \alpha_R$, где $\Delta \sin \alpha_R = \lambda / D$ – угловая разрешающая способность, получим условие эквивалентности между угловой и частотной расстройками $\Delta n = \Delta \sin \alpha / \Delta \sin \alpha_R$:

$$\Delta n = -n \frac{\Delta \nu}{1 + \Delta \nu}. \quad (1.23)$$

Выражение (1.23) определяет углочастотную зависимость в устройствах пространственной обработки сигналов с фазовой компенсацией.

Рассмотрим теперь аналогичные соотношения для АЭУ с переизлучением сигналов на промежуточной частоте. Пусть в устройстве обработки сигналов осуществляется преобразование частоты вида $\omega_0' = q_1 \omega_0 + q_2 \omega_\Gamma$, где $q_1 = \pm 1$, $q_2 = \pm 1$. В соответствии с (1.18) угол переизлучения в АЭУ с преобразованием частоты определяется:

$$\sin \alpha_0' = \sin \alpha_0 \cdot \frac{m_{dv} \cdot \omega_0}{q_1 \omega_0 + q_2 \omega_\Gamma}. \quad (1.24)$$

В соответствии с (1.24), отклик устройства при угловой и частотной расстройках может быть найден как:

$$h(\Delta \sin \alpha, \Delta \omega) = \int P(x) \times \exp \left(-j \cdot \frac{x}{v} \cdot \left[\omega_0 \cdot \Delta \sin \alpha + \Delta \omega \cdot \left(\sin \alpha_0 + \Delta \sin \alpha - \frac{q_1}{m_{dv}} \sin \alpha'_0 \right) \right] \right) dx. \quad (1.25)$$

При нормированной частоте гетеродина $\gamma = \omega_r / \omega_0$, условие постоянства пространственной частоты в показателе экспоненты выражения (1.25) можно представить в виде:

$$\Delta n = - \frac{q_2 \gamma}{q_1 + q_2 \gamma} \cdot n \frac{\Delta v}{1 + \Delta v}. \quad (1.26)$$

Из (1.24) и (1.26) следует, что изменение частоты сигнала ω , приходящего на элементы АР с направления α , приводит изменению положения максимума функции $h(\omega, \alpha, \alpha')$ на элементах считывающей решетки и, как следствие, накладывает ограничение на полосу пропускания. Как показывает анализ, при относительной частоте гетеродина близкой к частоте принимаемого сигнала этот эффект проявляется сильнее, чем в фазовых системах (1.23). Нетрудно заметить, что первый коэффициент в полученном выражении (1.26) может быть также записан в виде $(q_1 \cdot \omega_0 / \omega'_0 - 1)$. Следовательно, выбор частоты гетеродина ниже частоты сигнала ($q_1=1, q_2=-1$ и $q_1=1, q_2=1$) предпочтительнее с точки зрения величины углочастотной зависимости. Степень проявления углочастотной зависимости $(\Delta \sin \alpha' / \sin \alpha') / (\Delta \omega / \omega) = f(\omega / \omega_r)$ для различных вариантов преобразования частоты и соотношений частот ω и ω_r представлена на рисунке 1.8.

Ширину полосы пропускания можно оценить, задавшись допустимой величиной пространственной расстройки Δn :

$$2 \cdot \Delta v = \frac{2 \cdot \Delta n}{n} \cdot \left| \frac{q_1 + q_2 \cdot \gamma}{q_2 \cdot \gamma} \right|. \quad (1.27)$$

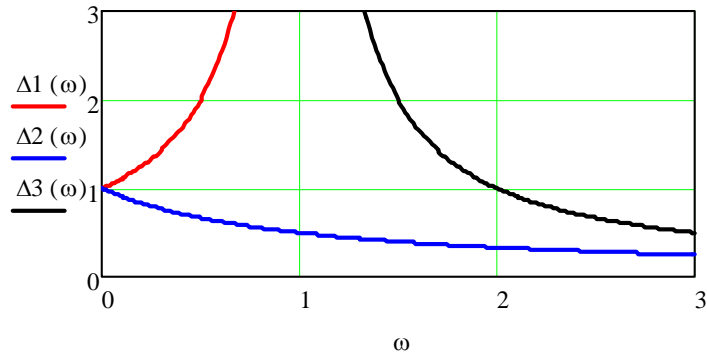


Рисунок 1.8 – Углочастотная зависимость $(\Delta \sin \alpha' / \sin \alpha') / (\Delta \omega / \omega) = f(\omega / \omega_r)$ при различном соотношении частот $\omega' = \omega_r - \omega$ ($\Delta 1$), $\omega' = \omega_r + \omega$ ($\Delta 2$), $\omega' = \omega - \omega_r$ ($\Delta 3$)

При $\Delta n = 0.25$ [33] выражение (1.27) можно представить в следующем виде:

$$2 \cdot \Delta v = \frac{1}{2n} \cdot \left| \frac{q_1 + q_2 \cdot \gamma}{q_2 \gamma} \right| = \frac{1}{2n} \cdot \frac{\omega'_0}{\omega_r}. \quad (1.28)$$

Существенное ограничение полосы пропускания АЭУ, работающего с преобразованием частоты, связано с эффектом углочастотной зависимости, которая проявляется в виде изменение направления переизлучения ПАВ при изменении частоты принимаемого сигнала. Это приводит к угловому смещению отклика устройства и, как следствие, ошибочному определению направления на источник сигнала (рисунок 1.9). На рисунке 1.10 представлена зависимость полосы пропускания от различного числа пространственных каналов АР и от относительной частоты гетеродина $\gamma = \omega_r / \omega_0$.

Как следует из выражения (1.18), углочастотная зависимость отсутствует, если направление переизлучения в АЭУ $\sin \alpha'$ не зависит от частоты принимаемого сигнала. Это условие выполняется для устройств с масштабированием по скорости (т.е. при $\omega' = \omega$), относящихся к устройствам с временной компенсацией. Однако реализовать АЭУ пространственной обработки с масштабированием по скорости не всегда возможно.

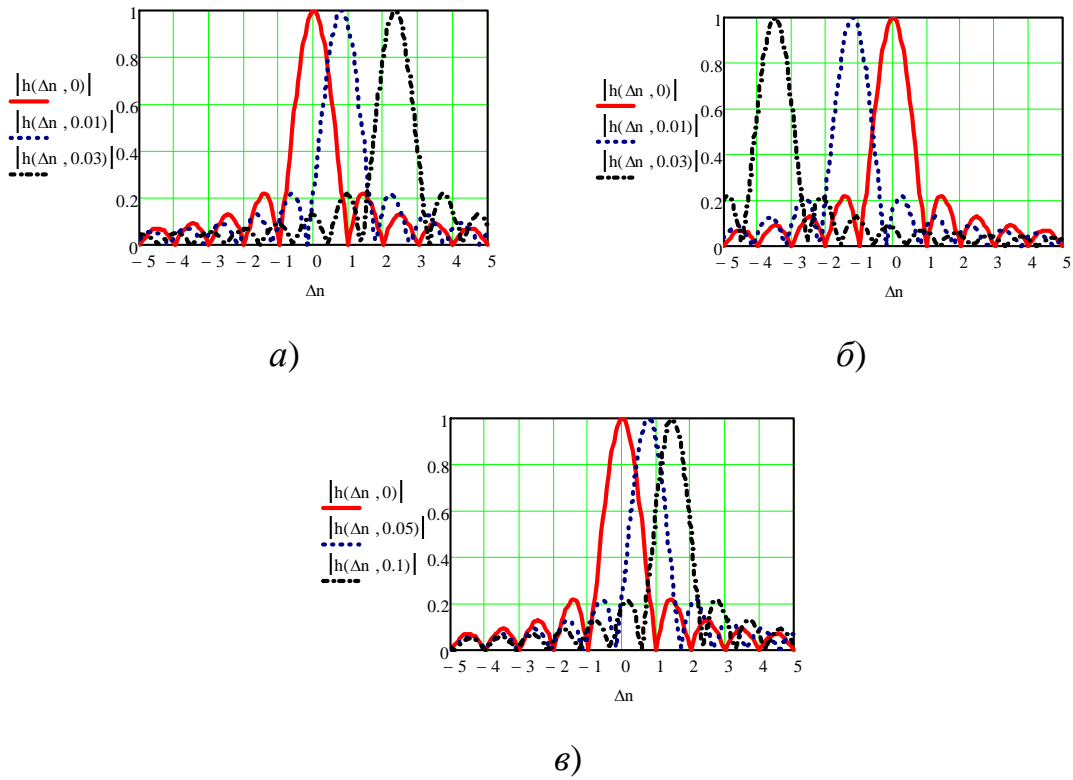


Рисунок 1.9 – Модуль пространственной импульсной характеристики АЭУ

$h(\Delta n, \Delta v)$ при $\omega' = \omega - \omega_r$ (а), $\omega' = \omega_r - \omega$ (б) и $\omega' = \omega + \omega_r$ (в)

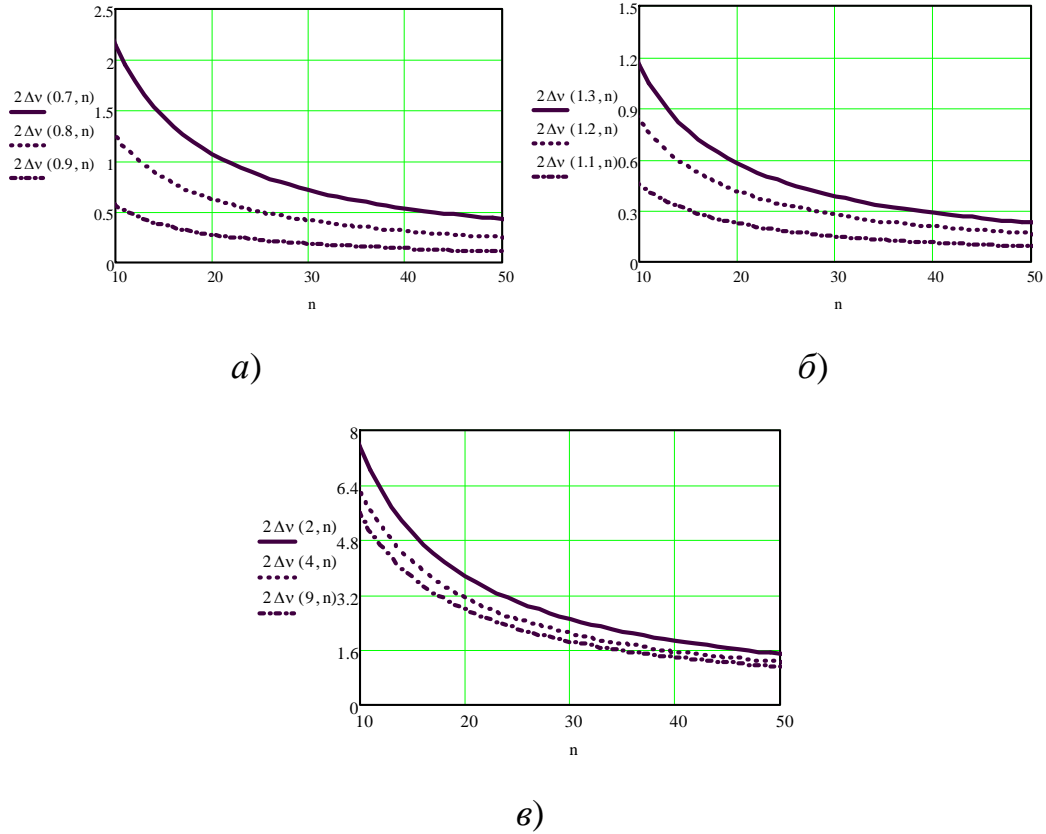


Рисунок 1.10 – Зависимость полосы пропускания (в процентах) $2 \cdot \Delta v(\gamma, n)$

при $\omega' = \omega - \omega_r$ (а), $\omega' = \omega_r - \omega$ (б) и $\omega' = \omega + \omega_r$ (в)

1.6 Принципы построения акустоэлектронных устройств обработки сигналов многолучевых эхолокаторов секторного и кругового обзора

Наряду с многолучевыми эхолокаторами, использующими линейные АР, широкое распространение получают и многолучевые приборы кругового и секторного обзора (ГКО и ГСО). По сравнению с ГБО они позволяют проводить работы не только по поиску, но и по контролю положения трассы трубопровода и определению координат оголенных и провисающих участков при сложном донном рельефе. Поэтому отдельно рассмотрим несколько топологий построения АЭУ пространственной обработки сигналов дуговых и кольцевых АР в эхолокационных приборах контроля. Для осуществления контроля в горизонтальной плоскости элементы приемной АР располагаются с равным шагом по периметру окружности, при этом максимумы ДН ориентированы вдоль радиусов от центра, что обеспечивает сектор обзора в 360° [34, 35].

Следует отметить, кольцевая АР может быть построена таким образом, что парциальные диаграммы направленности элементов будут ортогональны плоскости расположения [36, 37]. АЭУ обработки сигналов такой АР будет подробно рассмотрено в 4 разделе.

Функция, описывающая распределение комплексных амплитуд по раскрытию АР для точечного источника может быть представлена как:

$$V(k, \theta) = \exp(-jk \cdot R \cdot (1 - \cos \theta)), \quad (1.29)$$

где R - радиус АР, $\theta = \beta - \alpha$, β - текущая угловая координата элемента АР (рисунок 1.11).

Чтобы определить параметры АЭУ необходимо сопоставить распределение комплексных амплитуд (1.29) и опорной функцией устройства обработки. В виду различия функций, их непосредственное сопоставление связано с рядом трудностей. Поэтому осуществим регрессию распределения комплексных амплитуд кольцевой АР. Для этого произведем разложение полученного распределения в ряд Тейлора [38].

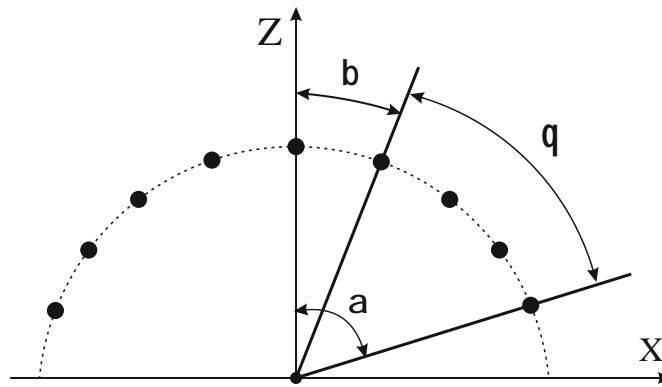


Рисунок 1.11 – Угол падения волнового фронта α на произвольный элемент дуговой (кольцевой) антенной решетки с текущей угловой координатой β

Без учета высоких степеней разложение дает аппроксимацию распределения (1.29) в виде:

$$V(k, \theta) = \exp \left[-j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot (a_1 \cdot \theta^2 + b_1 \cdot \theta^4) \right], \quad (1.30)$$

где коэффициенты $a_1=1/2, b_1=-1/24$.

Для согласованной пространственной обработки сигналов кольцевой АР в устройстве обработки необходимо реализовать функцию согласно выражению (1.6).

Таким образом, с учетом полученного ранее выражения (1.29) опорная функция АЭУ должна иметь вид:

$$W(k, \theta) = \exp \left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{L'}{\lambda'} \cdot (1 - \cos \theta) \right), \quad (1.31)$$

при этом относительные волновые размеры устройства обработки и АР должны соотноситься как:

$$\xi = \frac{L'/\lambda'}{R/\lambda} = 1. \quad (1.32)$$

Известно несколько топологий построения акустических процессоров для обработки сигналов кольцевых АР, представленных в работах [39, 40].

Подробнее остановимся топологии построения АЭУ с линейной переизлучающей решеткой, описанной в работе [40] (рисунок 1.12). Специфика работы такого АЭУ заключается в том, что при изменении углового

принимаемого эхосигнала направление переизлучения волны не изменяется, а смещается вдоль координаты X' . Отклик устройства в этом случае можно представить в виде [7, 40]:

$$h(x'_0, L') = C \cdot \int_{x'} P(x') \exp\left\{jk' \frac{x'_0}{L'} \cdot nd'\right\} dx', \quad (1.33)$$

где C - коэффициент пропорциональности.

Для обеспечения пространственной обработки в секторе обзора 360° и сохранения пространственной импульсной характеристики неизменной во всем секторе обзора используется схема адресации сигналов, представленная на рисунке 1.13.

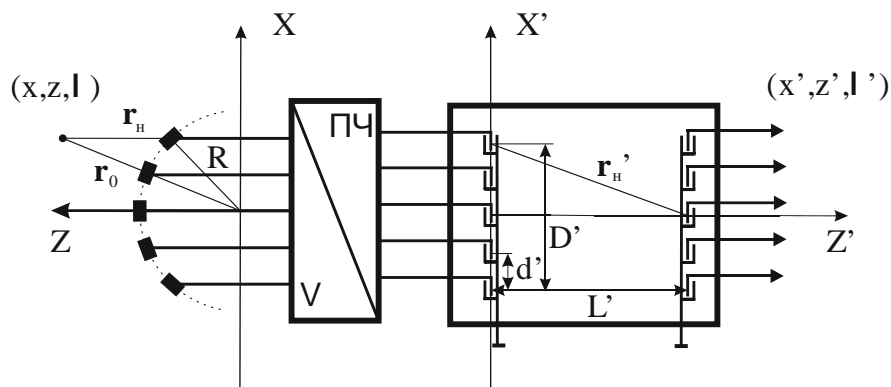


Рисунок 1.12 – Акустоэлектронное устройство с линейными переизлучающей и считывающей решетками для обработки сигналов гидролокатора секторного обзора с дуговой АР

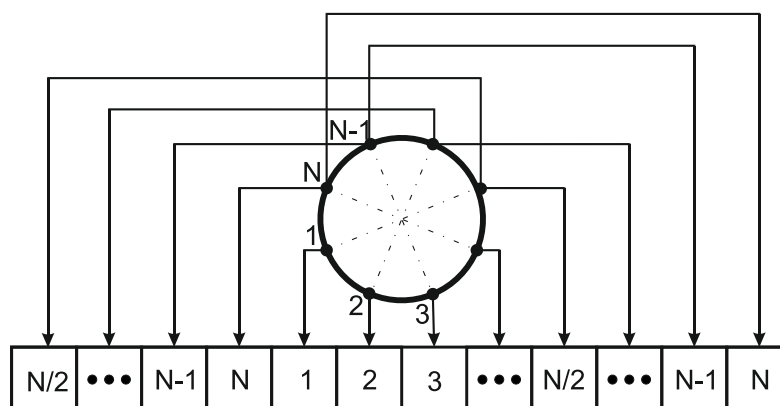


Рисунок 1.13 – Полutorозаходная адресация сигналов кольцевой АР

Для определения связи параметров АЭУ и АР необходимо сопоставить выражения для реализуемой опорной функции устройства с выражением, описывающим поле в раскрыве антенны.

Опорная функция АЭУ обработки сигналов дуговой АР описывается выражением:

$$W'(k', \theta) = \exp \left[-j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\mu}{L'} \right)^2 \cdot \theta^2} - 1 \right) \right], \quad (1.34)$$

где L' – расстояние между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей ПАВ, $\mu = x'/\theta_c$ – коэффициент пропорциональности между угловым сектором θ_c и соответствующей апертурой переизлучающей решетки, $\xi = (L'/\lambda)/(R/\lambda)$ – относительный волновой размер АЭУ.

В соответствии с принципом линейной адресации сигналов в устройстве коэффициент пропорциональности для дуговой АР равен:

$$\mu = \frac{D'}{\theta_c}, \quad (1.35)$$

для кольцевой АР с учетом полуторазаходной схемы адресации сигналов:

$$\mu = \frac{D'}{3\pi}. \quad (1.36)$$

Чтобы привести выражение (1.34) к виду (1.31), необходимо изменить знак фазового распределения. Это достигается путем выбора частоты обработки $\omega' = \omega_r - \omega$, позволяющей сохранить модуль амплитудно-фазового распределения, что и в принятых АР сигналах, при изменении знака фазового распределения.

Для нахождения параметров АЭУ необходимо произвести разложение в ряд Тейлора выражения (1.34), аналогично тому, как это было сделано ранее. Без учета степеней высших порядков выражение для опорной функции можно представить как:

$$W'(k', \theta) = \exp \left[-j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot (a_2 \cdot \theta^2 + b_2 \cdot \theta^4) \right], \quad (1.37)$$

$$\text{где } a_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\mu}{L'} \right)^2, \quad b_2 = -\frac{1}{8} \cdot \left(\frac{\mu}{L'} \right)^4.$$

Для определения параметров, входящих в выражение (1.37), необходимо исследовать отклик устройства обработки при условии падения монохроматической волны. Рассмотрим пространственную импульсную характеристику с целью ее максимизации в направлении прихода сигнала, то есть при угле $\beta=0$:

$$h(\theta, k, k') = \int P(\theta) \times \exp(-j \cdot 2\pi \left[\frac{R}{\lambda} \cdot (1 - \cos \theta) - \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\mu}{L'} \right)^2 \cdot \theta^2} - 1 \right) \right]) d\theta. \quad (1.38)$$

С учетом аппроксимации фазовых распределений (1.30) и (1.37), входящих в выражение (1.38), можно записать:

$$|h(\theta, k, k')|_{\max} = \left| \int P(\theta) \cdot \exp(-j \cdot (a \cdot \theta^2 + b \cdot \theta^4)) d\theta \right|, \quad (1.39)$$

$$\text{где } a = \pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \left[1 - \xi \cdot \left(\frac{\mu}{L'} \right)^2 \right], \quad b = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \left[\xi \cdot \left(\frac{\mu}{L'} \right)^4 - \frac{1}{3} \right].$$

Чтобы максимизировать полученное выражение, необходимо обеспечить $a=0$, $b=0$. Это выполняется при следующем выборе параметров АЭУ:

$$\xi=3 \text{ и } \frac{\mu}{L'} = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (1.40)$$

Волновое расстояние между переизлучающей и считывающей решетками определяется как:

$$\frac{L'}{\lambda'} = 3 \cdot \frac{R}{\lambda}. \quad (1.41)$$

Апертура переизлучающей решетки, исходя из выражений (1.35) и (1.36) с учетом (1.40) для дуговой и кольцевой АР может быть представлена в виде:

$$D' = \theta_c \cdot \frac{L'}{\sqrt{3}}, \quad (1.42)$$

$$D' = 3\pi \cdot \frac{L'}{\sqrt{3}}. \quad (1.43)$$

С учетом полученных соотношений (1.42) и (1.43) получаем соответственно:

$$\frac{D'}{\lambda'} = \theta_c \sqrt{3} \cdot \frac{R}{\lambda}, \quad (1.44)$$

$$\frac{D'}{\lambda'} = 3\sqrt{3} \cdot \pi \cdot \frac{R}{\lambda}. \quad (1.45)$$

Полученные соотношения (1.44) и (1.45) связывают параметры АЭУ с относительными волновыми размерами АР.

При нахождении параметров АЭУ использовалась максимизация пространственной импульсной характеристики (1.38), полученной при использовании первых членов ряда выражений (1.34) и (1.29), описывающих опорную функцию и комплексное распределение поля в раскрыве АР. Поэтому представляет интерес определить уровень потерь, связанный с погрешностью такого представления. Величина $h_{\max}(R)$ представляет собой отношение максимумов пространственной импульсной характеристики АЭУ, с опорной функцией (1.34) при параметрах, определяемых выражениями (1.40– 1.43), и пространственной импульсной характеристики АЭУ с опорной функцией комплексно сопряженной с полем в раскрыве АР (1.29).

Полученная зависимость (рисунок 1.14) показывает, что величина h_{\max} не превышает 10% для АР с волновым размером R не более 50λ . Таким образом, для малых АР опорная функция устройства обработки (при условиях, определяемых соотношениями (1.40–1.43)) совпадает с требуемой.

Введение относительных величин связано с удобством дальнейшего использования полученных соотношений для расчета откликов устройства.

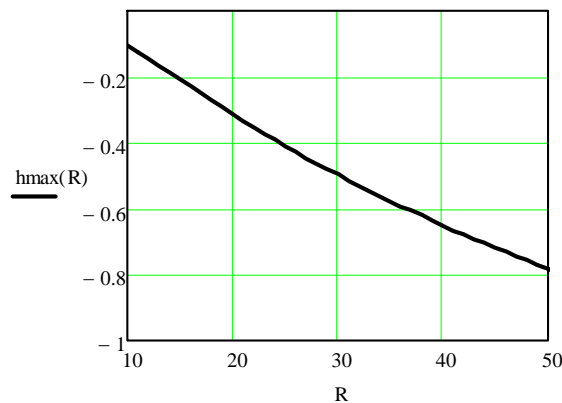


Рисунок 1.14 – Уменьшение отклика в максимуме пространственной импульсной характеристики (в дБ)

1.7 Исследование частотных характеристик многолучевых эхолокаторов секторного и кругового обзора на базе акустоэлектронных устройств обработки сигналов

Выражение (1.38), описывающее пространственную импульсную характеристику АЭУ, было получено в предположении о монохроматическом сигнале, поступающем на приемную АР многолучевого прибора контроля. Для оценки полосы пропускания ГСО или ГКО на базе АЭУ рассмотрим отклик при приеме сигнала с частотой $\omega \neq \omega_0$. При этом волновой размер АР представим в виде:

$$\frac{R}{\lambda} = \frac{R}{\lambda_0} \cdot \nu, \quad (1.46)$$

где $\nu = \omega / \omega_0$ – относительная частота принимаемого сигнала.

На основании выражения (1.29), распределения комплексных амплитуд поля по элементам АР на центральной частоте:

$$V(k, \theta) = \exp \left[-j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot \nu \cdot (1 - \cos \theta) \right]. \quad (1.47)$$

Отношение волновых размеров устройства обработки и АР при отклонении частоты принимаемого сигнала с учетом полученного ранее соотношения (1.41) определяется выражением:

$$\frac{L' / \lambda'}{R / \lambda} = \frac{3}{\nu} \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1}. \quad (1.48)$$

Реализуемое устройством обработки комплексное распределение (1.34) с учетом соотношения (1.48), можно представить в виде:

$$W'(k', \theta) = \exp \left[-j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot 3 \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \theta^2} - 1 \right) \right]. \quad (1.49)$$

При приеме сигнала с частотой $\omega = \omega_0$ (т.е. при $\nu = 1$) выражение (1.49) преобразуется в полученное ранее выражение (1.34). Отклик устройства обработки, с учетом выражения (1.49), можно записать в виде, аналогичном выражению (1.38):

$$h(\theta, k, k') = \int P(\theta) \times \exp(-j \cdot 2\pi \cdot \left[\frac{R}{\lambda_0} \cdot v \cdot (1 - \cos \theta) - 3 \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot \frac{\gamma - v}{\gamma - 1} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \theta^2} - 1 \right) \right]) d\theta \quad (1.50)$$

Специфика работы данного устройства связана с фокусировкой переизлученной волны на элементы считывающей решетки под углом $\alpha' = 0$, независимо от расположения источника излучения, а также симметричностью переизлученной волны относительно центрального элемента переизлучающей решетки, возбуждаемого по данному угловому направлению.

Изменение частоты принимаемого АР сигнала $\omega \neq \omega_0$ приводит к нарушению условий фокусировкой переизлученной волны на элементах считывающей решетки преобразователей [41]. В этом случае происходит изменение расстояния между переизлучающей решеткой и элементами считывающей решетки:

$$L' = \frac{\mu^2}{R} \cdot \frac{k'}{k}. \quad (1.51)$$

С учетом полученных ранее соотношений (1.40) и (1.41) выражение (1.51) можно записать как:

$$L' = L'_0 \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0'} \cdot \frac{\omega'}{\omega}, \quad (1.52)$$

где L'_0 – расстояние между переизлучающей и считывающей решетками при $\omega = \omega_0$. При $\omega = \omega_0$ выражения (1.52) приводит к очевидному равенству $L' = L'_0$. Таким образом, при изменении частоты принимаемого сигнала происходит смещение плоскости регистрации на величину $\Delta L'$, зависящую от девиации частоты и радиуса АР. Величину смещения $\Delta L'$ вдоль оси Z' можно определить исходя из выражения (1.52) и соотношений (1.40) как:

$$\Delta L' = L'_0 \cdot \left[1 - \frac{(\gamma - v)}{v \cdot (\gamma - 1)} \right]. \quad (1.53)$$

Из анализа выражения (1.53) следует, что смещение точки фокусировки на величину $\Delta L'$ вдоль оси Z при изменении частоты принимаемого сигнала непосредственно зависит от соотношения частот в АЭУ и пространстве. При этом увеличение радиуса R расположения элементов АР приводит к большему

изменению величины $\Delta L'$, что приводит к уменьшению полосы пропускания устройства обработки и не позволяет обрабатывать широкополосные эхолокационные сигналы.

На рисунке 1.15 показана зависимость полосы пропускания при различной относительной частоте гетеродина γ в зависимости от радиуса расположения элементов АР. В соответствии с выражением (1.53) более выгодным для сохранения расстояния до считывающей решетки является выбор относительной частоты гетеродина $\gamma \gg 1$. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что АЭУ пространственной обработки сигналов кольцевых АР с масштабированием по частоте не позволяют использовать в ГКО и ГСО широкополосные сигналы и, следовательно, достичь высокой разрешающей способности.

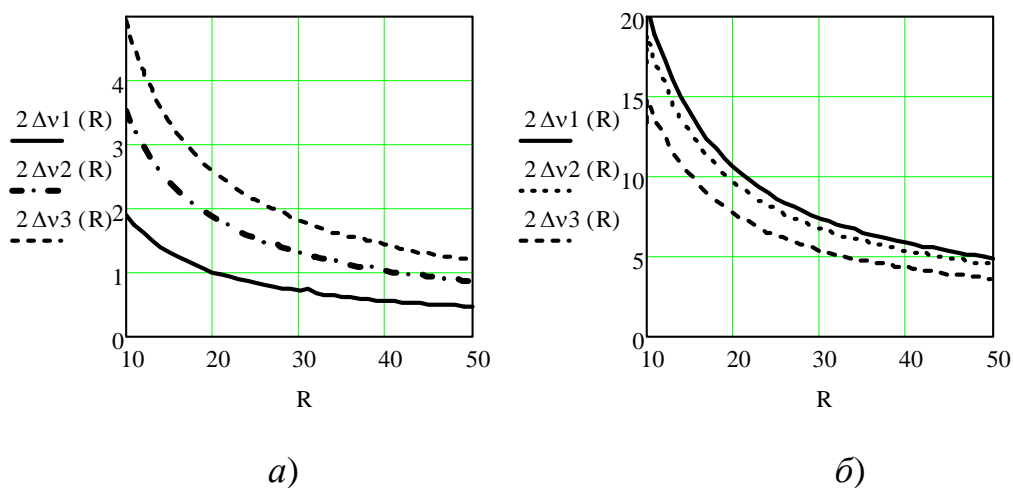


Рисунок 1.15 – Зависимость полосы пропускания АЭУ от волнового размера антенной решетки при относительной частоте гетеродина $\gamma = 1,1$ ($\Delta\nu1$), $\gamma = 1,2$ ($\Delta\nu2$), $\gamma = 1,3$ ($\Delta\nu3$) (а) и $\gamma = 11$ ($\Delta\nu1$), $\gamma = 6$ ($\Delta\nu2$), $\gamma = 3$ ($\Delta\nu3$) (б)

В качестве примера на рисунке 1.16 представлен отклик АЭУ в зависимости от величины девиации частоты принимаемого сигнала ν , поступающего на АР.

На рисунке 1.17 представлена зависимость, показывающая относительное уменьшение максимума пространственной импульсной характеристики при изменении частоты принимаемого сигнала ν по сравнению с откликом устройства,

работающим на частоте $\omega=\omega_0$, что существенно влияет на отклик устройства (рисунок 1.16).

Помимо узкой полосы пропускания к недостаткам данного устройства следует также отнести адресную избыточность, необходимую для сохранения пространственной характеристики в секторе обзора 360° .

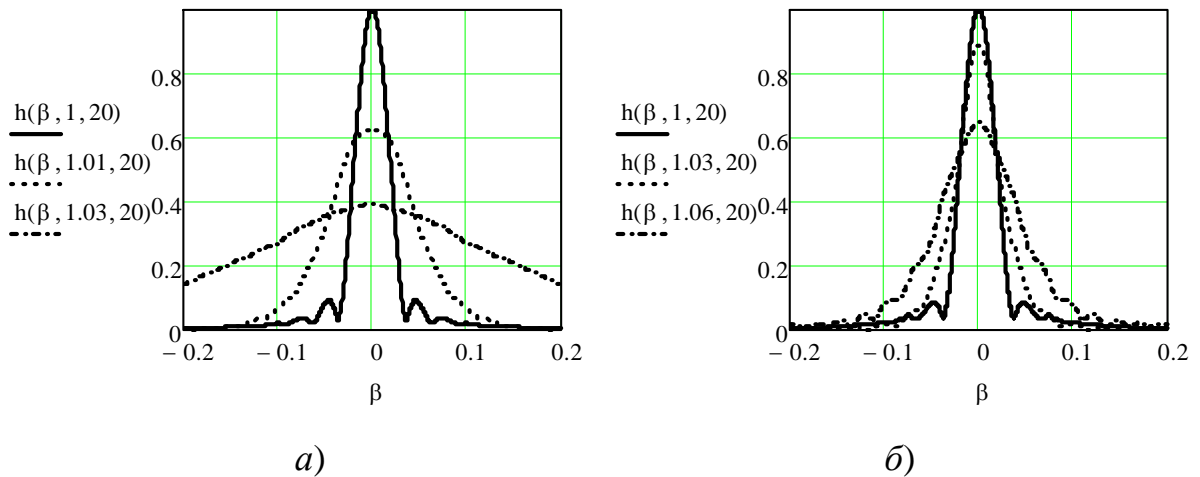


Рисунок 1.16 – Отклик АЭУ с линейной переизлучающей решеткой $h(\beta, \nu)$ в зависимости от отклонения частоты принимаемого сигнала ν при частоте гетеродина $\gamma = 1,2$ (a) и $\gamma = 6$ (б)

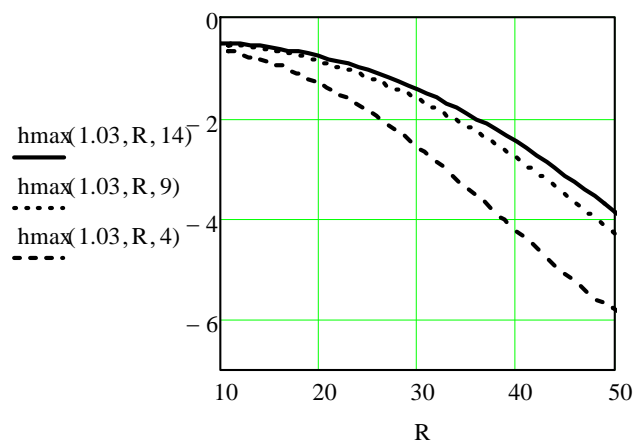


Рисунок 1.17 – Относительное уменьшение максимума пространственной импульсной характеристики (в дБ) $h_{\max}(\nu, R, \gamma)$ при $\nu=1,03$

1.8 Выводы по первому разделу

В первом разделе представлены результаты научно-технического анализа современных многолучевых приборов контроля ППТ на базе АЭУ, реализующих метод восстановления волнового фронта принимаемых линейными и дуговыми АР эхолокационных сигналов. Достоинствами данных устройств являются сравнительно простая процедура обработки сигналов, малые габариты, возможность обработки сигналов в реальном времени, что делает их конкурентоспособными устройствами обработки и формирования ДН.

Основу устройства обработки составляет многоканальный акустический процессор на ПАВ, моделирующий в уменьшенном масштабе внешние акустические поля. Для того чтобы АЭУ обладало приемлемо малыми размерами, масштаб уменьшения должен быть достаточно высоким, что достигается переходом к меньшим длинам волн в среде обработки по сравнению с длинами волн в пространстве объектов. Это осуществляется за счет изменения скорости распространения или частоты переизлученных волн либо за счет того и другого. В представленной классификации рассматриваются основные функциональные признаки АЭУ пространственной обработки эхолокационных сигналов. Также приводится описание нескольких известных топологий акустических процессоров, предназначенных для обработки сигналов линейных и кольцевых АР.

В качестве базовой модели пространственно-временных сигналов и помех выбран сигнал, образуемый плоской волной, т. е. точечным источником, излучающим в однородной, изотропной, недиспергирующей среде и расположенным в дальней зоне приемной АР. В качестве основной функции, определяющей показатели многолучевого прибора контроля на базе АЭУ, используется пространственная импульсная характеристика, представляющая собой отклик устройства на точечный монохроматический источник сигнала.

Наиболее перспективными, по сравнению с многоканальными линиями задержки, являются устройства АЭУ, в которых используются ненаправленные

или слабонаправленные преобразователи, благодаря чему в среде распространения возникает интерференция колебаний акустических волн. В настоящее время имеется отработанная технология изготовления устройств с любой конфигурацией переизлучающих и считывающих решеток преобразователей ПАВ на базе различных подложек.

В результате анализа сделаны следующие выводы. При построении акустических процессоров частота ПАВ обычно не совпадает с частотой сигналов, принимаемых многолучевым прибором эхолокационного контроля, поэтому для обработки необходимо использовать преобразование частоты или временного масштаба эхосигналов.

Существенное ограничение полосы пропускания многолучевых приборов контроля на базе АЭУ с масштабированием по скорости и частоте связано с проявлением углочастотной зависимости и нарушением условий фокусировки переизлучаемых волн. Показано, что частотные свойства зависят от соотношения параметров АР и АЭУ и обратно пропорциональны числу пространственных каналов для линейной АР и радиусу дуговой АР. Ограничение полосы пропускания до 10% (для многолучевых эхолотов) и 20% (для ГСО и ГКО) не позволяет использовать короткие зондирующие импульсы и, следовательно, обеспечить контроль провисающих и оголенных участков трубопроводов с высокой разрешающей способностью по дальности.

Известно, что информационная пропускная способность многолучевых приборов контроля зависит от числа элементов АР, следовательно, и от числа элементов переизлучающей решетки АЭУ, и полосы пропускания. Для обработки эхосигналов с относительной полосой до 40%, обладающих разрешением по дальности от нескольких миллиметров, необходимо разработать акустические процессоры, в которых отсутствует или компенсируется углочастотная зависимость и сохраняется фокусировка волн. Поэтому требуется исследовать и обосновать схмотехнические решения, способствующие увеличению числа элементов обработки АР, и предложить топологические решения, направленные на расширение полосы пропускания многолучевых приборов контроля.

2 МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ НА БАЗЕ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ С УЧЕТОМ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ФАКТОРОВ

2.1 Постановка задачи

Рассмотренные в первом разделе принципы построения устройств с переизлучающими решетками в приближении непрерывных апертур приемных АР и переизлучающих решеток поверхностных волн позволяют проанализировать общие закономерности в выборе топологии построения аналоговых процессоров для обработки сигналов многолучевых приборов контроля.

Для получения основных соотношений использование приближения непрерывного раскрыва вполне оправдано, так как позволяет получить в замкнутом виде выражения для характеристик направленности АР в более широком классе задач. Однако это приближение служит хорошей аппроксимацией характеристик лишь для малых окрестностей углов вблизи главного максимума. Дискретность апертуры реальных многолучевых приборов контроля, переизлучающей и считывающей решеток акустических процессоров, а также конечный размер их элементов обуславливают ряд дополнительных эффектов, влияющих на характеристики направленности устройств с переизлучающими решетками [42, 43].

Пространственная импульсная характеристика устройства обработки сигналов с линейной АР, с учетом дискретности решеток, с точностью, до постоянного фазового множителя описываются выражением:

$$h(\alpha, \alpha') = C_1 \sum_{n=-N}^N P(n \cdot d) \cdot \exp\{-j \cdot (\varphi_n - k' \cdot n' \cdot d' \sin(\alpha'))\}, \quad (2.1)$$

отклик АЭУ обработки сигналов дуговой АР, топология которого представлена в первом разделе на рисунке 1.10, можно записать в виде [42]:

$$h(x'_0, L') = C_2 \sum_{n=-N}^N P(nd') \cdot \exp\left\{j \cdot k' \cdot \frac{x'_0}{L'} \cdot nd'\right\}, \quad (2.2)$$

где $x=n \cdot d$, $x'=n \cdot d'$, $2N+1$ - число элементов в линейной АР, или число элементов дуговой АР, работающих по определенному направлению локации, d и d' – расстояние между элементами АР и элементами переизлучающей решетки, $P(x')$ - весовая функция, учитывающая характеристики направленности элементов АР и переизлучающей решетки, $\varphi_n=k \cdot n \cdot d \cdot \sin \alpha$ - сдвиг фаз между сигналами на элементах эквидистантной АР, $C_{1,2}$ - коэффициенты пропорциональности.

При $P(x)=const$, выражения (2.1) и (2.2) могут быть записаны в замкнутом виде с использованием формулы суммы для $2N+1$ членов геометрической прогрессии, с точностью до постоянных множителей, как:

$$h_T(\alpha, \alpha') = \frac{\sin \left[(N+0.5)(\varphi_0 - k' \cdot d' \cdot \sin(\alpha')) \right]}{\sin \left[0.5 \cdot (\varphi_0 - k' \cdot d' \cdot \sin(\alpha')) \right]}, \quad (2.3)$$

$$h_T(x'_0, L') = \frac{\sin \left[(N+0.5) \cdot k' \cdot \frac{d'}{L'} \cdot x'_0 \right]}{\sin \left[0.5 \cdot k' \cdot \frac{d'}{L'} \cdot x'_0 \right]}, \quad (2.4)$$

где φ_0 – разность фаз между сигналами на соседних входах АР.

Пространственные импульсные характеристики описываются хорошо известной функцией вида $\sin(N \cdot x)/(N \cdot \sin x)$, носящей периодический характер.

Наличие добавочных дифракционных максимумов, сравнимых по величине с основным, приводит к появлению неоднозначности в определении координат объектов. Угловое положение добавочных дифракционных максимумов в АЭУ обработки сигналов линейных АР определяется из (2.3) как:

$$\sin \alpha' = \frac{d \cdot \lambda'}{d' \cdot \lambda} \cdot \sin \alpha \pm \frac{\lambda'}{d'} i, \quad (2.5)$$

где i - целое число.

Условием отсутствия добавочных дифракционных максимумов в рабочем секторе углов АР $\theta_c = \pm \alpha_{\max}$ можно записать следующим образом:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N}{(2N+1) \cdot |\sin \alpha_{\max}|}. \quad (2.6)$$

В соответствующем рабочем секторе переизлучающей решетки АЭУ условие может быть записано аналогично (2.6):

$$\frac{d'}{\lambda'} \leq \frac{N}{(2N+1) \cdot \frac{\sin \alpha'_0}{\sin \alpha_0} \cdot |\sin \alpha_{\max}|}. \quad (2.7)$$

Условие отсутствия добавочных максимумов в области вещественных углов, могут быть получены из (2.6) и (2.7) при $\alpha_c = \pm\pi/2$. Из этих выражений видно, что чем больше рабочий сектор углов прибора контроля и переизлучающей решетки, тем меньше должно быть расстояние между элементами решеток.

Специфика работы многолучевых приборов контроля с круговой АР (рисунок 1.12) заключается в том, что как основной, так и добавочные дифракционные максимумы, если они есть, не изменяют своего углового положения в процессе работы, а смещаются вдоль координаты X' при перемещении объекта. Для однозначного определения координат объектов необходимо учитывать наихудшую ситуацию, когда вся считывающая решетка, размером сравнимая с переизлучающей решеткой, расположена по одну сторону от основного дифракционного максимума. Из выражения (2.5) следует, что исключение появления добавочного максимума в секторе считывающей решетки, имеющей M' элементов, возможно, если переизлучающую решетку выбрать из условия:

$$d' \leq \sqrt{L' \cdot \lambda' / M'}. \quad (2.8)$$

Из (2.8) следует, что если расстояние между переизлучающей и считывающей решетками сравнимо с размером считывающей решетки, то $d' \leq \lambda'$. Если расстояние между решетками больше размера считывающей решетки, то d' может быть больше λ' в $(L'/M' \cdot \lambda')^{1/2}$ раза. Все последние рассуждения справедливы в том случае, если отсутствуют добавочные дифракционные максимумы дуговой АР, сравнимые с основным, что, как правило, выполняется [44].

Условия (2.6), (2.7), (2.8), достаточно жесткие, могут быть выполнены не всегда. Однако и в этом случае, неоднозначность в определении координат объекта не является неизбежной. Выражения (2.3) и (2.4) характеризуют

пространственные импульсные характеристики устройств с переизлучающими решетками, имеющих приемные АР и переизлучающие решетки, состоящие из всенаправленных (точечных) элементов. Однако реальные элементы имеют конечные размеры, сравнимые с длиной волны, и обладают своими характеристиками направленности.

Используя теорему умножения, для АЭУ с линейной переизлучающей решеткой, выражение для пространственной импульсной характеристики можно записать как:

$$h_1(\alpha, \alpha') = f(\alpha') \cdot h_T(\alpha, \alpha'), \quad (2.9)$$

где $f(\alpha')$ – характеристика направленности элементов переизлучающей решетки преобразователей. Выбором функции $f(\alpha')$ можно добиться отсутствия добавочных дифракционных максимумов, равных основному. Влияние характеристик направленности элементов решеток в устройствах с переизлучающими решетками приводит к уменьшению добавочных дифракционных максимумов и других боковых лепестков, а также к расширению основного максимума пространственной импульсной характеристики.

Ограниченные размеры подложек, задачи микроминиатюризации, наличие нескольких функциональных акустических устройств на одной подложке диктуют необходимость уменьшения размеров акустических преобразователей. АЭУ с переизлучающей решеткой основаны на использовании дифракционных эффектов и, следовательно, на применении малоапертурных, сравнимых с длиной акустической волны, преобразователей. Исследованию характеристик малоапертурных преобразователей и решеток на их основе, влиянию параметров преобразователей ПАВ и анизотропии подложки на пространственный отклик АЭУ уделялось крайне мало внимания.

В подразделе 2.2 будет рассмотрено влияние параметров преобразователей ПАВ, случайных фазовых ошибок и анизотропии подложки на пространственный отклик АЭУ. Учет этих факторов позволит получить соотношения для параметров

переизлучающей и считывающей решетки преобразователей поверхностных волн, а также определить возможное число элементов обработки.

Для обеспечения высокой угловой разрешающей способности многолучевого прибора контроля по углу (не хуже $0,5^\circ$) необходимо использовать приемную АР, содержащую более ста элементов. В соответствии с выражением (1.9) информационная пропускная способность многолучевого прибора контроля зависит от апертуры антенны $D=N_0 \cdot d$ (где d – расстояние между элементами АР), т. е. также определяется числом элементов эквидистантной линейной АР $N_0=2N+1$ и, следовательно, числом элементов переизлучающей решетки акустического процессора. Поэтому задача увеличения числа элементов переизлучающей решетки акустического процессора является одной из главных задач в современных прикладных исследованиях и разработке новой элементной базы для многоканальных приборов контроля пространственного положения и обнаружения провисающих и оголенных участков трубопроводов [45]. При этом максимально возможное число обрабатываемых элементов АР в основном зависит от топологии построения АЭУ. Решению этого вопроса будет посвящен подраздел 2.3.

2.2 Разработка методики расчета пространственной импульсной характеристики акустоэлектронных устройств обработки эхолокационных сигналов многолучевых приборов контроля с учетом реальных свойств акустических процессоров

2.2.1 Исследование направленных свойств малоапертурных преобразователей

Работа АЭУ пространственной обработки связана с регистрацией полученного распределения поля акустических волн, формируемых акустическими преобразователями небольшой апертуры. В научно-технической литературе [43, 46, 47] рассмотрен вопрос, связанный с характеристикой направленности малоапертурного двухфазного ВШП. При малой апертуре акустических преобразователей, используемых для возбуждения и приема

поверхностных акустических волн, необходимо учитывать не только размеры их апертуры, но и протяженность по оси Z' (рисунок 2.1).

Рассматривая ВШП как аналог антенны, каждый элемент которой представляет собой линейную антенну размером d_x' , с протяженностью по оси Z равной $M \cdot d_z'$, где M - число пар штырей ВШП, множитель линейной системы можно представить как [48]:

$$\begin{aligned} f(\alpha') &= f_x(\alpha') \cdot f_z(\alpha') \cdot f_{\Delta z}(\alpha') = \\ &= \text{sinc} \left[\frac{d_x'}{2} k' \sin(\alpha') \right] \cdot \text{sinc} \left[\frac{d_z' \cdot M}{2} k' (1 - \cos(\alpha')) \right] \times \\ &\times \left\{ M \cdot \text{sinc} \left[\frac{d_z'}{2} \cdot k' (1 - \cos(\alpha')) \right] \right\}^{-1} \cdot \text{sinc} \left[\frac{d_{\Delta z}'}{2} \cdot k' \cos(\alpha') \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) справедливо для изотропных сред, в которых распространяются акустические волны.

Большинство материалов, используемых в качестве подложек АЭУ, являются монокристаллами, для которых использование изотропной модели для анизотропных сред приводит к значительным ошибкам при проектировании акустических процессоров [49, 50, 51]. В анизотропной среде скорость ПАВ зависит от направления излучения. При этом направление распространения волны коллинеарно переносимому потоку энергии только в некоторых направлениях чистой моды, в которых производная фазовой скорости $\partial v_f' / \partial \alpha_k' = 0$, где α_k' – угол, определяющий направление распространения волны относительно кристаллографических осей для данного среза кристалла (рисунок 2.2). Поэтому при разработке акустических процессоров необходимо знать не только величину групповой скорости, но и угол Φ между векторами фазовой v_f и групповой скорости v_g для произвольного направления [46, 52, 53]. Так, например, для Y – среза ниобата лития существуют три направления чистой моды: X , Z и $Z+21,8^\circ$.

При исследовании дифракционных полей в слабо анизотропных материалах, когда изменение скорости на оси или вблизи оси чистой моды носит приближенно квадратичный характер, используют параболическую теорию, в которой изменение фазовой скорости описывается выражением [46]:

$$v_f(\alpha'_k) = v_f(\alpha'_0) \left[1 + \frac{\gamma_a}{2} (\alpha'_k - \alpha'_0)^2 \right], \quad (2.11)$$

где α'_0 – угловое направление чистой моды, $\gamma_a = d^2 v_f(\alpha'_k) / d(\alpha'_k)^2$ – параметр анизотропии. При этом угол между фазовой и групповой скоростью равен:

$$\Phi \approx \gamma_a (\alpha'_k - \alpha'_0). \quad (2.12)$$

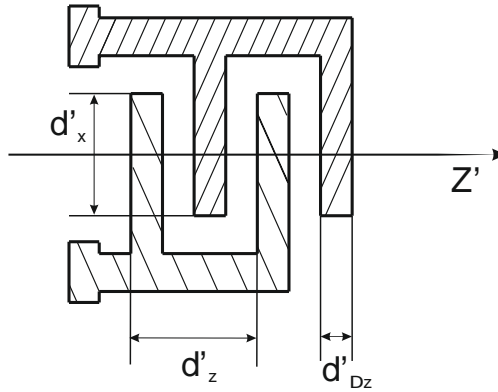


Рисунок 2.1 – Геометрическая схема к расчету характеристики направленности ВШП

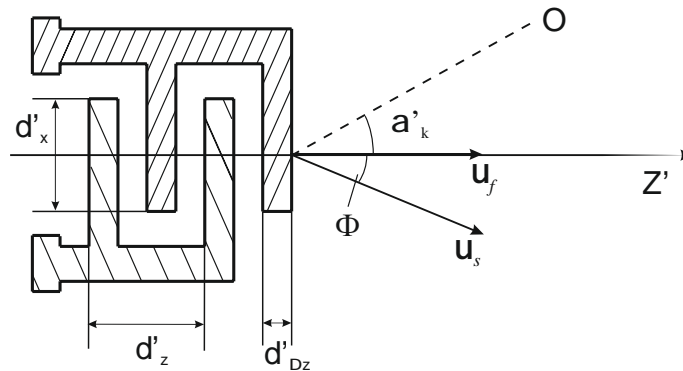


Рисунок 2.2 – Геометрическая схема к расчету характеристики направленности ВШП в анизотропной среде

Для расчета дифракционных полей, создаваемых ВШП в анизотропных средах, когда параболическую теорию применить нельзя, в работе [54] предложено использовать модифицированную функцию Грина, учитывающую угловую дисперсию волн. Используя эту функцию в работе [48] показано, что

диаграмма направленности малоапертурного ВШП в этом случае может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned}
 f_{\Lambda}(\alpha') &= f_x(\alpha') \cdot f_z(\alpha') \cdot f_{\Delta z}(\alpha') \cdot f_{\gamma}(\alpha') = \\
 &= \text{sinc} \left[\frac{d'_x}{2} \cdot k'(\alpha') \cdot \sin(\alpha' - \Phi) \right] \cdot \text{sinc} \left[\frac{d'_z \cdot M}{2} k'(\alpha') \cdot (1 - \cos(\alpha' - \Phi)) \right] \times \\
 &\times \left\{ M \cdot \text{sinc} \left[\frac{d'_z}{2} k'(\alpha') \cdot (1 - \cos(\alpha' - \Phi)) \right] \right\}^{-1} \times \\
 &\times \text{sinc} \left[\frac{d'_{\Delta z}}{2} k'(\alpha') \cdot \cos(\alpha' - \Phi) \right] \cdot \left\{ k'(\alpha') \cdot \sec(\Phi) \cdot |1 + \gamma_a|^{-1} \right\}^{\frac{1}{2}},
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

где $k'(\alpha') = 2\pi/\lambda'(\alpha')$, γ_a – параметр анизотропии. Это выражение справедливо в предположении равномерного и синфазного распределения возбуждающего поля по поверхности преобразователя.

Выражение (2.13) состоит из пяти сомножителей; первые четыре учитывают распределение возбуждающего поля по апертуре d'_x , протяженность $M \cdot d'_z$ и $d'_{\Delta z}$ ВШП. Пятый сомножитель характеризует направленность точечного источника в анизотропной среде. Это выражение справедливо для равномерного и синфазного распределения возбуждающего поля по поверхности преобразователя.

Выражение (2.13) преобразуется в (2.10) в отсутствии анизотропии, при $k' = k'(\alpha')$, $\Phi = 0$.

Для расчета диаграммы направленности ВШП в анизотропной среде необходимо, прежде всего, определить угол Φ между векторами групповой и фазовой скорости в анизотропном акустическом материале, который определяется выражением [46]:

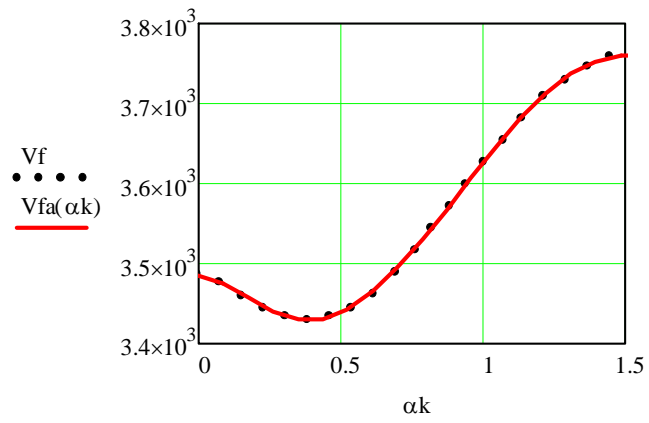
$$\Phi = \text{arctg} \left(\frac{1}{v_f} \cdot \frac{dv_f}{d\alpha'_k} \right). \tag{2.14}$$

При работе АЭУ в интерферирующих пучках необходимо определить значение угла Φ в широком секторе углов излучения ВШП. Для этого произведена полиномиальная аппроксимация кривых фазовой скорости для широко распространенных анизотропных материалов. Данные о кривых скорости анизотропных материалов были взяты из литературных источников [46, 55, 56]. Полученные выражения позволяют определять характеристики акустической

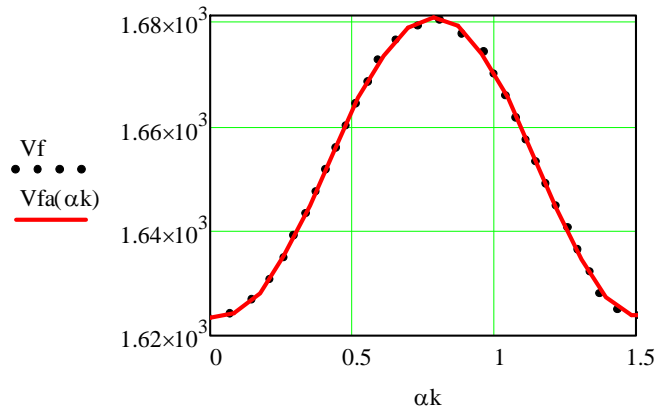
подложки и используются для вычисления диаграммы направленности ВШП при математических расчетах. Полученные аппроксимирующие полиномы кривых фазовых скоростей различных материалов представлены в таблице 2.1. На рисунке 2.3 представлена кривая фазовой скорости и ее аппроксимация для нескольких анизотропных материалов.

Таблица 2.1 – Аппроксимирующие полиномы для кривых фазовых скоростей различных материалов

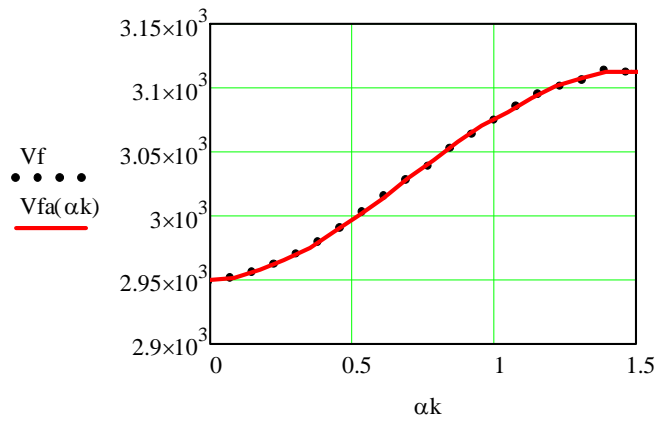
Материал, срез	Аппроксимирующий полином
$Ca_3NbGa_3Si_2O_{14}$ срез ($\alpha=0^\circ$, $\mu=48^\circ$)	$v_f^*(\alpha_k'^{**})=2950,0-11,4 \alpha_k'+436,0 (\alpha_k')^2-981,4 \cdot (\alpha_k')^3+$ $+1922,0 \cdot (\alpha_k')^4-2440,0 \cdot (\alpha_k')^5+1789,0 \cdot (\alpha_k')^6-700,2 \cdot (\alpha_k')^7+$ $+113,3 \cdot (\alpha_k')^8$
$LiNbO_3$ Y-срез	$v_f(\alpha_k')=3485,0-23,2 \alpha_k'-1383,0 (\alpha_k')^2+3548,0 \cdot (\alpha_k')^3-$ $-1408,0 \cdot (\alpha_k')^4-3079,0 \cdot (\alpha_k')^5+4152,0 \cdot (\alpha_k')^6-2031,0 \cdot (\alpha_k')^7+$ $+365,4 \cdot (\alpha_k')^8$
$Bi_{12}GeO_{20}BGO$ плоскость [001]	$v_f(\alpha_k')=1624,0-7,8 \alpha_k'+92,9 \cdot (\alpha_k')^2+920,5 \cdot (\alpha_k')^3-$ $-2655,0 \cdot (\alpha_k')^4+3135,0 \cdot (\alpha_k')^5-2120,0 \cdot (\alpha_k')^6+816,1 \cdot (\alpha_k')^7-$ $-135,2 \cdot (\alpha_k')^8$
Al_2O_3 Z – срез	$v_f(\alpha_k')=5559,0-6,0 \cdot \alpha_k'+132,0 \cdot 10^{-2} (\alpha_k')^2-5,0 \cdot 10^{-2} \cdot (\alpha_k')^3+$ $+6,5 \cdot 10^{-4} \cdot (\alpha_k')^4-2,8 \cdot 10^{-6} \cdot (\alpha_k')^5$
*Значение фазовой скорости в м/с	
**Значение угла в рад	



a)



б)



в)

Рисунок 2.3 – Результаты аппроксимация полиномом кривой скорости в Y -срезе ниобата лития (а), в плоскости [001] германата висмута (б) и лангасита (в)

На рисунке 2.4 показано изменение угла Φ между векторами групповой и фазовой скорости для различных материалов, полученное на основании данных таблицы 2.1 и выражения (2.14).

В качестве примера на рисунках 2.5 и 2.6 представлены зависимости множителей выражения (2.13) от угла α' и параметров ВШП, расположенного на подложке из ниобата лития, из которых видно, что основной вклад в результирующие диаграммы направленности вносит апертура преобразователя.

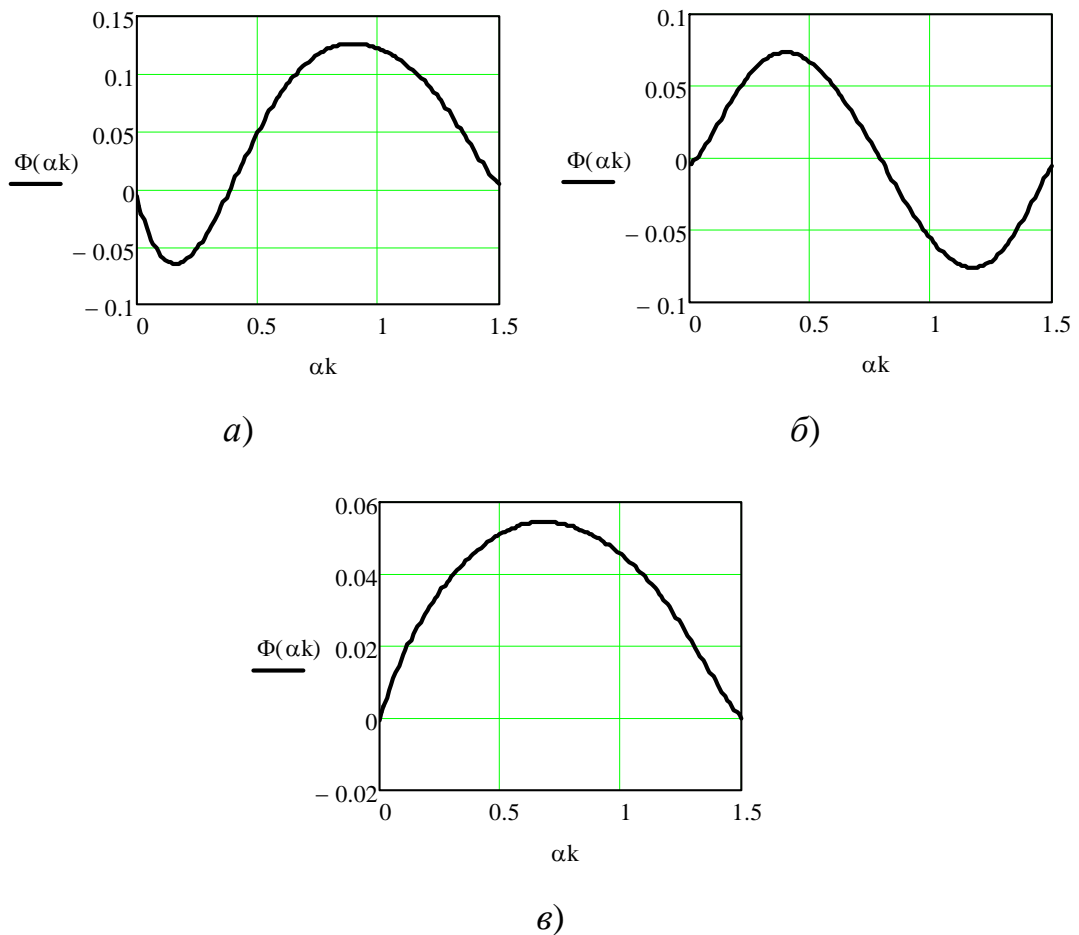


Рисунок 2.4 – Угол $\Phi(\alpha_k)$ между векторами групповой и фазовой скорости в Y- срезе ниобата лития (а), в плоскости [001] германата висмута (б) и лангасите (в)

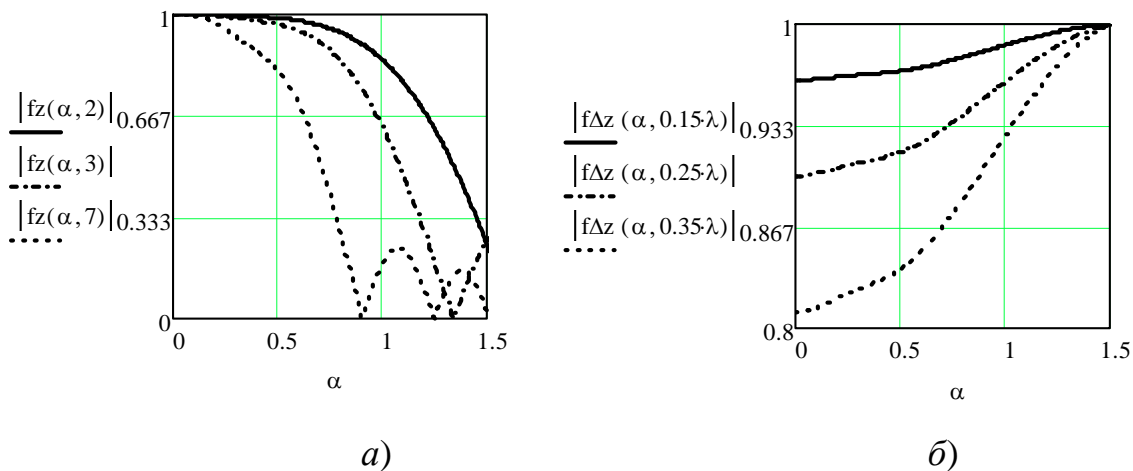


Рисунок 2.5 – Зависимость сомножителей выражения (2.13)

$f_z(\alpha')$ при числе пар штырей $M= 2, 3, 7$ (а) и $f_{\Delta z}(\alpha')$ при $d'_{\Delta z}=0.15\lambda, 0.25\lambda, 0.35$ (б)

для ВШП в Y-среза ниобата лития

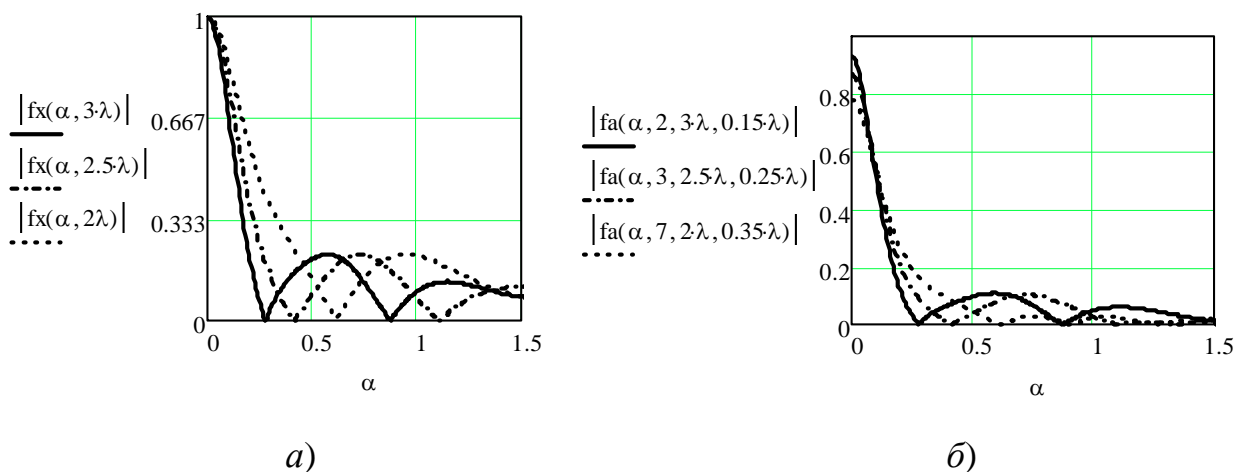


Рисунок 2.6 – Зависимости $f_x(\alpha')$ при $d'_x=2\lambda, 2.5\lambda, 3\lambda$ (а)

и результирующие диаграммы направленности преобразователей (б)

в Y-срезе ниобате лития

Полученные результаты позволяют сделать следующий вывод: малоапертурные, сравнимые с длиной волны, преобразователи имеют сравнительно узкую диаграмму направленности, что затрудняет их использование при разработке акустических процессоров, работающих с интерферирующими

пучками. Это приводит к необходимости использования в качестве элементов переизлучающей решетки преобразователей ПАВ со сферическими штырями.

Для анализа дифракционного поля, формируемого решеткой преобразователей поверхностных волн АЭУ в анизотропной среде, необходимо учесть амплитудное и фазовое распределения по решетке преобразователей ВШП, зависящие от распределения сигналов по элементам АР прибора контроля. С точностью до постоянного множителя поле, формируемое в дальней зоне переизлучающей решеткой идентичных ВШП (рисунок 2.7), можно записать, как [57]:

$$H_A(\alpha, \alpha') = f_A(\alpha') \sum_{n=-N}^N P(x) \exp(-j\varphi_n) \cdot \exp\left\{-j\left[k'(\alpha') \cdot \left|\overline{r'_0} - \overline{r'}\right| \cos \Phi\right]\right\}, \quad (2.15)$$

где $f_A(\alpha')$ – множитель, определяемый выражением (2.13). Упрощение выражения (2.15) связано с конкретизацией $P(x)$, φ_n и принятия традиционных приближений ближней или дальней зоны для $r'_n = |\mathbf{r}'_0 - \mathbf{r}'|$.

Фазовое распределение по переизлучающей решетке в АЭУ зависит от вида используемой в приборе многолучевого контроля приемной АР, в частности, линейной или дуговой.

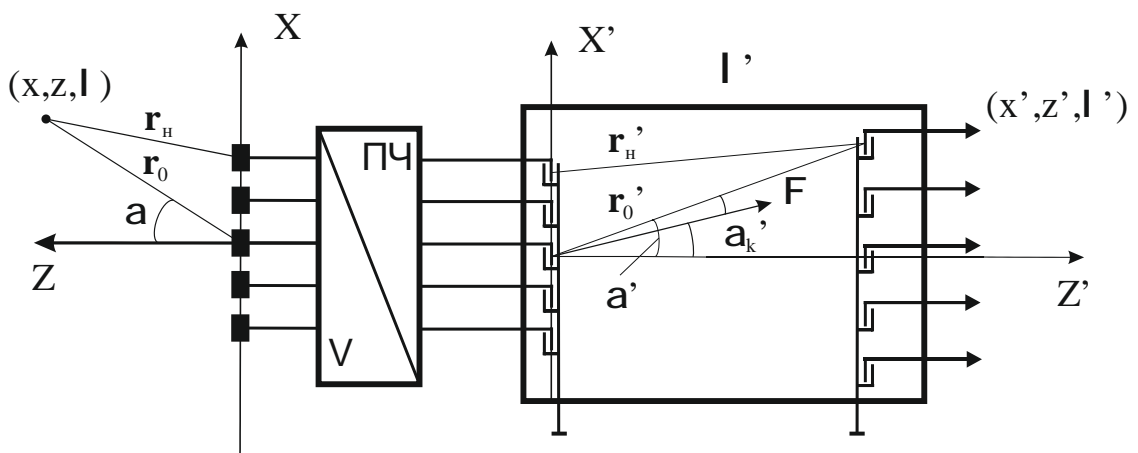


Рисунок 2.7 – Аналоговый процессор на анизотропной подложке

Для многолучевого прибора контроля с эквидистантной линейной АР $\varphi_n = k \cdot n \cdot d \cdot \sin \alpha = n \cdot \varphi_0$, где φ_0 – сдвиг фаз сигналов между соседними элементами АР, при фиксированном угле прихода волны от объекта. Для приборов с дуговой АР $\varphi_n = k \cdot R \cdot (1 - \cos(n \cdot \beta_0)) \approx k \cdot R \cdot n^2 \cdot \beta_0^2 / 2$, где R – радиус дуговой АР, β_0 – угол между соседними элементами.

Если использовать приближение дальней зоны, то есть при фокусировке переизлучающей решетки ВШП на бесконечность, то выражение (2.15) с точностью до постоянного фазового множителя можно записать в виде:

$$h_A(\alpha, \alpha') = f_A(\alpha') \cdot \sum_{n=-N}^N P(nd') \cdot \exp(-j[\varphi_n - k'(\alpha') \cdot n \cdot d' \cdot \sin(\alpha' - \Phi)]). \quad (2.16)$$

Для линейной АР структура поля описывается выражением, аналогичным выражению (2.9):

$$h_A(\alpha, \alpha') = f_A(\alpha') \cdot h_{ТА}(\alpha, \alpha'), \quad (2.17)$$

где, при $P(n \cdot d') = \text{const}$, пространственная импульсная характеристика устройства обработки сигналов линейных АР, с учетом дискретности решеток и анизотропной среды, с точностью до постоянного фазового множителя описывается выражением:

$$h_{ТА}(\alpha') = \frac{\sin[(N + 0.5)(\varphi_0 - k'(\alpha')d' \sin(\alpha' - \Phi))]}{\sin[0.5 \cdot (\varphi_0 - k'(\alpha') \cdot d' \cdot \sin(\alpha' - \Phi))]} \quad (2.18)$$

Выражение (2.18) преобразуется в (2.3) при отсутствии анизотропии, если $\Phi = 0$ и $k'(\alpha') = k'$.

Для АЭУ пространственной обработки сигналов приборов контроля с круговой АР, описанных в подразделе 1.6, топологическая особенность построения позволяет применять анизотропные подложки [58]. Для того чтобы анизотропия не нарушала квадратичный закон распределения фаз в переизлученной акустической волне, необходимо подобрать соответствующий срез кристалла и направление чистой моды. В этом случае наличие анизотропии скажется главным образом на нарушении условия фокусировки переизлученной волны (1.41). Данный эффект может быть учтен введением поправочного

коэффициента $|1+\gamma_a|$, определяющим расстояние между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей следующим образом:

$$L'_A = \frac{L'}{|1+\gamma_a|}. \quad (2.19)$$

На рисунке 2.8 показан отклик АЭУ при работе в анизотропной среде, по сравнению с откликом аналогичного устройства в изотропной среде. Результаты математических расчетов показывают недопустимость использования изотропной модели для анизотропных сред, вследствие существенных изменений отклика акустического процессора.

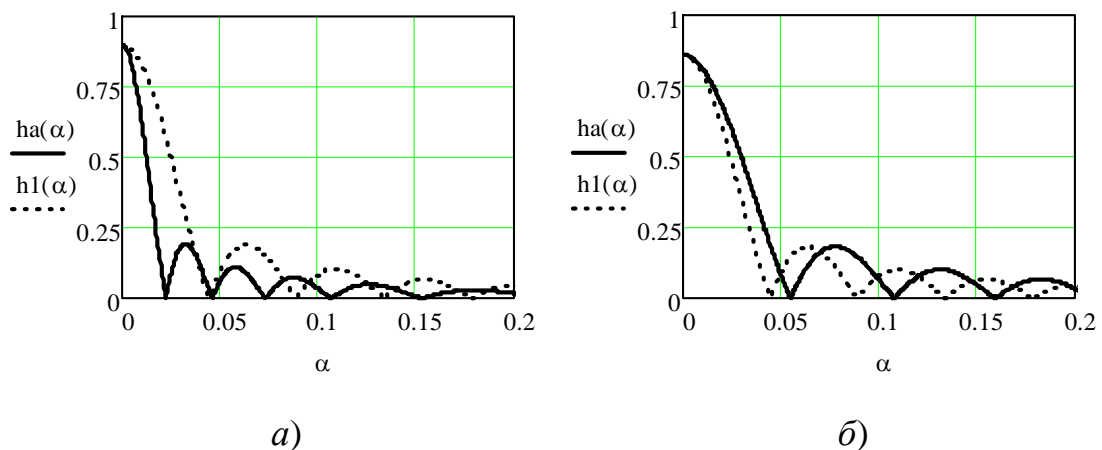


Рисунок 2.8 – Пространственная импульсная характеристика АЭУ, расположенного на изотропной $h_1(\alpha')$ и анизотропной $h_a(\alpha')$ подложке из Y- среза ниобата лития (а) и лангасита (б) с учетом диаграммы направленности преобразователей

2.2.2 Исследование взаимного влияния элементов переизлучающей решетки и влияние фазовых ошибок

С уменьшением шага переизлучающей решетки d' увеличивается эффект взаимного влияния, связанный с электромагнитным и акустическим взаимодействием в виде «наводок» сигналов на соседние элементы. При возбуждении одного элемента из-за наличия связи возбуждаются соседние преобразователи, и диаграмма направленности элемента в решетке формируется с

учетом наложенных полей соседних элементов. В силу этого, характеристика направленности элемента в решетке может существенно отличаться от характеристики направленности изолированного преобразователя.

Если известна система коэффициентов взаимовлияния между элементами переизлучающей решетки АЭУ, то функция, учитывающая взаимодействие, может быть представлена [57]:

$$f_c(\alpha') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{0n} \cdot \exp(j \cdot n \cdot d' \cdot k' \cdot \sin(\alpha' - \Phi)). \quad (2.20)$$

Для описания C_{0n} предлагается использовать аппроксимирующую функцию вида:

$$C_{0n} = \exp(-v_c |n|), \quad (2.21)$$

где v_c – параметр, характеризующий скорость убывания «наводок», определяемый экспериментально или теоретически.

Для акустоэлектронных устройств с переизлучающей решеткой выражение, описывающее пространственную импульсную характеристику, с учетом направленных свойств ВШП, анизотропных свойств подложки и взаимного влияния элементов переизлучающей решетки можно записать как:

$$h_{AC}(\alpha, \alpha') = f_c(\alpha') \cdot f_A(\alpha') \cdot h_{TA}(\alpha, \alpha'). \quad (2.22)$$

Для экспериментального определения взаимного влияния элементов переизлучающей решетки использовались акустические процессоры, обладающие следующими параметрами: материал подложки– Y–срез ниобата лития, число элементов переизлучающей решетки– $d'/\lambda'=3$, $d_x'/\lambda'=2,5$, $M \cdot d_z'=3\lambda'$. Результаты исследования наводок между элементами представлены в таблице 2.2.

На рисунке 2.9 представлена аппроксимация нормированного уровня наводок между элементами переизлучающей решетки. Указаны аппроксимации для максимальных, минимальных и усредненных значений.

При этом значение скорости убывания наводок между элементами составила: для усредненных значений $v_c=4,3$, для максимальных $v_c=2,9$, для минимальных $v_c=5,6$. На рисунке 2.10 представлена функция взаимного влияния элементов $f_c(\alpha')$ для полученного среднего значения параметра v_c . Для сравнения

также приводится аналогичная функция взаимного влияния элементов при $v_c=1,5$, соответствующая развязке между элементами 13 дБ.

Таблица 2.2 – Результаты экспериментальных исследований взаимного влияния элементов

В относительных единицах

Расстояние	Минимальное значение	Максимальное значение	Среднее значение
0	2000	2000	2000
1	10	130	37,3
2	3	30	14,8
3	2	45	10,7
4	5	20	8,8
5	3	35	10
6	2	25	9,3
7	1	20	9,6
8	1	30	7,1
9	1	20	7,1
10	1	22	7,6
11	1	17	8,1
12	1	20	6,2
13	1	10	5,0
14	0	8	4,0

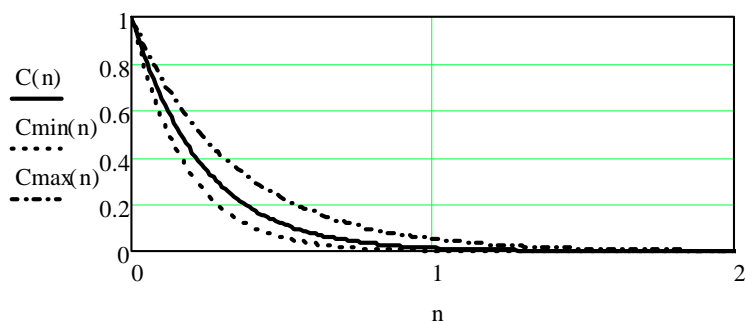


Рисунок 2.9 – Экспериментальные граничные значения уровней наводок между элементами переизлучающей решетки и выбранное для расчетов значение

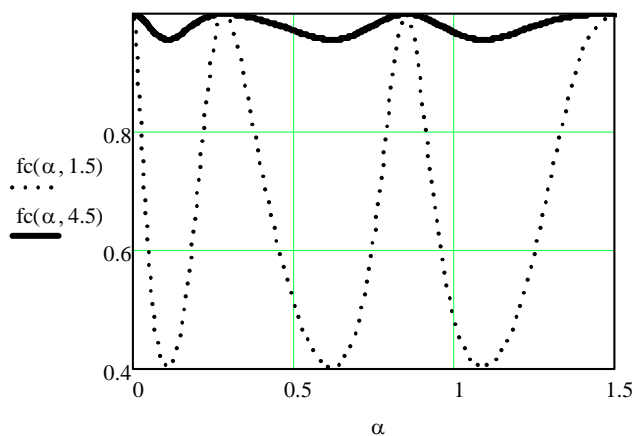


Рисунок 2.10 – Вид функции $f_c(\alpha')$ при значениях скорости убывания наводок $v_c=4,3$ и $v_c=1,5$

На рисунке 2.11 показаны пространственные импульсные характеристики при различных углах падения волны на элементы АР. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что взаимное влияние элементов менее 30 дБ существенно сказывается на виде пространственной импульсной характеристики при изменении угла α' .

При развязке между ближайшими элементами более 35 дБ, что соответствует скорости убывания наводок $v_c=4,3$, этим эффектом, в первом приближении, можно пренебречь.

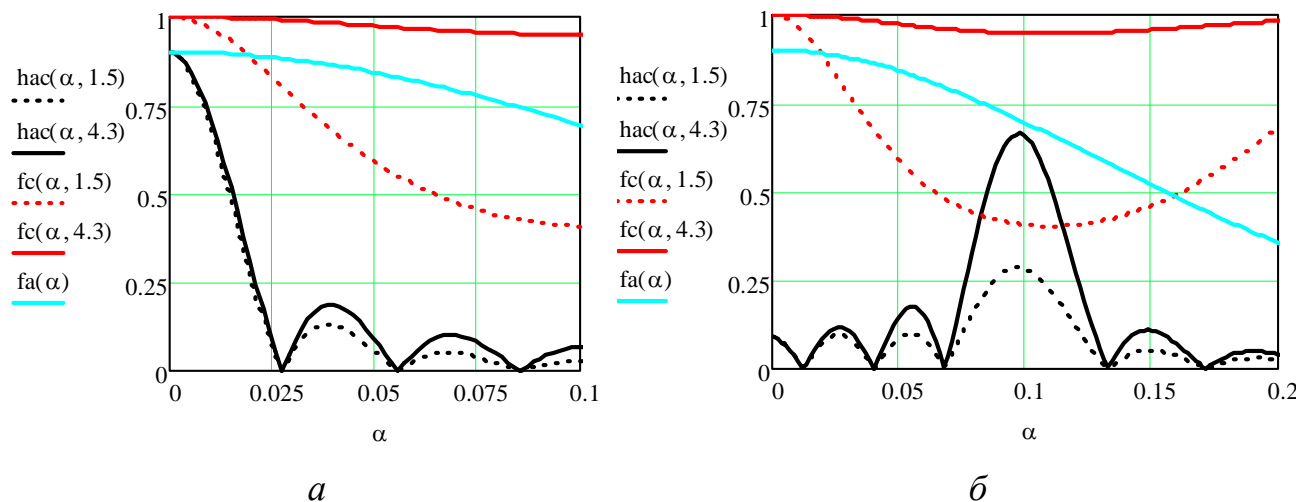


Рисунок 2.11 – Пространственная импульсная характеристика с учетом диаграммы направленности преобразователей $f_a(\alpha)$ в анизотропной среде при угле падения волны $\alpha=0$ (а) и $\alpha=6^\circ$ (б) для двух значений скорости убывания наводок между элементами ($v_c=4,3$ и $v_c=1,5$)

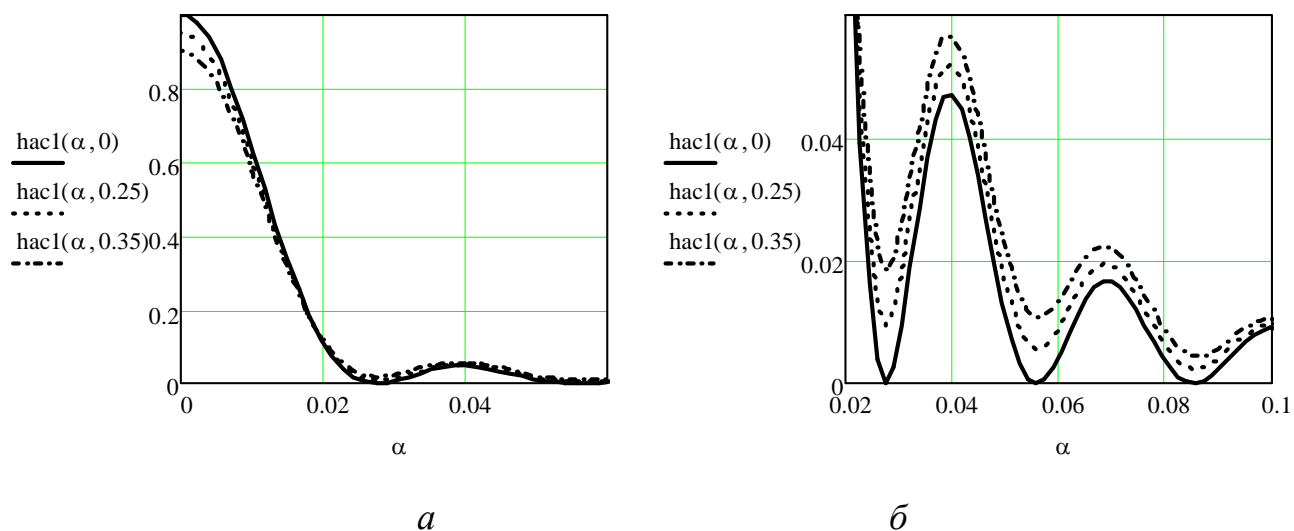


Рисунок 2.12 – Среднее значение нормированного квадрата модуля пространственной импульсной характеристики (а) и относительный уровень ее боковых лепестков (б) при различных значениях σ^2

На вид пространственной импульсной характеристики также влияют фазовые ошибки, обусловленные неточностью установки элементов приемной АР и погрешностью нанесения элементов переизлучающей решетки АЭУ. При наличии случайных фазовых ошибок пространственная импульсная характеристика представляет собой случайную функцию от угла α' . С учетом значений сомножителей, входящих в выражение (2.22), среднее значение квадрата модуля пространственной импульсной характеристики $h_{AC1}(\alpha')$ при малых фазовых ошибках [7] равно:

$$\begin{aligned}
 \overline{|h_{AC1}(\alpha')|^2} &= (1-\sigma^2) \cdot \left\{ \frac{\sin[(N+0.5)(\varphi_0 - k'(\alpha')d' \sin(\alpha' - \Phi))]}{\sin[0.5 \cdot (\varphi_0 - k'(\alpha')d' \sin(\alpha' - \Phi))]} \right\} \times \\
 &\times \text{sinc} \left[\frac{d'_x}{2} k'(\alpha') \cdot \sin(\alpha' - \Phi) \right] \cdot \text{sinc} \left[\frac{d'_z M}{2} \cdot k'(\alpha') \cdot (1 - \cos(\alpha' - \Phi)) \right] \times \\
 &\times \left\{ M \cdot \sin \left[\frac{d'_z}{2} k'(\alpha') \cdot (1 - \cos(\alpha' - \Phi)) \right] \right\}^{-1} \times \\
 &\times \text{sinc} \left[\frac{d'_{\Delta z}}{2} \cdot k'(\alpha') \cdot \cos(\alpha' - \Phi) \right] \cdot \left\{ k'(\alpha') \cdot \sec \Phi \cdot |1 + \gamma_a|^{-1} \right\}^{1/2} \times \\
 &\times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(-v_c |n|) \cdot \exp \left\{ j \cdot n \cdot d' \cdot k' \cdot \sin(\alpha' - \Phi) \right\}^2 + \\
 &+ \frac{3\sqrt{\pi}}{4} C_\varphi \cdot \sigma^2 \cdot (1+l^2) \cdot \exp \left\{ -\frac{(k'(\alpha') \cdot D' \cdot \sin(\alpha' - \Phi))^2 \cdot C_\varphi^2}{4} \right\},
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

где $C_\varphi=1/(2N+1)$ – радиус корреляции фазовых ошибок в относительных единицах, σ^2 – дисперсия фазовых ошибок, l – весовая функция, учитывающая характеристики направленности элементов АР, D' – апертура переизлучающей решетки. Зависимость среднего значения квадрата модуля $h_{AC1}(\alpha')$ от дисперсии фазовых ошибок представлена на рисунке 2.12. Из анализа выражения (2.19) и полученных зависимостей видно, что среднее значение квадрата модуля пространственной импульсной характеристики является суммой двух слагаемых. Первое слагаемое представляет значение квадрата пространственной импульсной характеристики, умноженной на $(1-\sigma^2)$. Второе слагаемое при фиксированных значениях параметров C_φ и l представляет собой постоянный фон, зависящий от дисперсии ошибок σ^2 .

2.3 Схемотехнические решения увеличения числа элементов многолучевых приборов контроля на базе акустоэлектронных устройств

Информационная пропускная способность многолучевых приборов эхолокационного контроля и их разрешающая способность по углу зависит от апертуры D антенны, то есть от числа элементов эквидистантной линейной АР, следовательно, и от числа элементов переизлучающей решетки акустического процессора. Однако при реализации акустоэлектронных устройств возникает ряд проблем практического характера, препятствующих увеличению числа элементов обработки линейной АР.

Попытки обоснования ограничения количества каналов в аналоговых процессорах возможны с различных точек зрения.

В работах [57, 59] определялось максимальное число элементов переизлучающей решетки в зависимости от размеров подложки, ее типа, т.е. электромеханической константы, полосы, величины рабочих частот, технологических возможностей литографии. При этом считали минимальную апертуру преобразователя равной $d_x = \lambda$ и фиксировали размеры подложки. Если воспользоваться результатами этих работ, то можно установить, что число преобразователей колеблется от 20 до 40 для пьезокварца, а также от 15 до 30 для германата висмута и ниобата лития.

Возможен также «топологический» подход к данной проблеме. В работе [7] описано АЭУ с дуговой переизлучающей решеткой для обработки сигналов линейной АР (рисунок 1.5, б), для которого опорная функция описывается приближенно выражением:

$$W(x') \cong \exp[-jk'(x' \sin \alpha' + L' \cos \alpha')], \quad (2.24)$$

и показано, что погрешность такого представления не превосходит $|\Delta\phi|$ радиан при выполнении условия:

$$L' \geq \left[\frac{\pi}{|\Delta\phi|} \cdot \frac{(D')^4}{64\lambda'} \cdot \sin \alpha' \cdot \operatorname{tg} \alpha' \right]^{1/3}. \quad (2.25)$$

Из этого условия ясно, что при любом числе элементов переизлучающей решетки выбором соответствующего расстояния L' до считывающей решетки можно обеспечить заданное $|\Delta\varphi|$. Таким образом, все сводится к подложкам, обладающим необходимыми размерами.

Можно сказать, что жестких принципиальных ограничений на число каналов аналоговых процессоров нет и, если не вводить каких-либо дополнительных условий, все сводится в конечном итоге к волновым размерам подложки. Если габариты монолитных процессоров по каким-либо причинам являются неприемлемыми, возможны различные компромиссные варианты построения данного типа акустоэлектронных устройств.

С учетом дискретности решеток, нормированный модуль выражения (2.3), описывающего пространственную импульсную характеристику устройств обработки сигналов эквидистантных линейных АР, при $P(x)=\text{const}$, может быть записан как:

$$H_T(\alpha_0, \alpha') = \left| \frac{\sin[(N+0.5) \cdot (k \cdot d \cdot \sin \alpha_0 - k' \cdot d' \cdot \sin \alpha')]}{(N+0.5) \cdot \sin[0.5 \cdot (k \cdot d \cdot \sin \alpha_0 - k' \cdot d' \cdot \sin \alpha')]} \right|. \quad (2.26)$$

Таким образом, пространственная импульсная характеристика хорошо описывается известной функцией вида $\sin(N_0 t_p)/N_0 \sin(t_p)$, носящей периодический характер. При $t_p = \pi \cdot m$, где m – любое целое число, функция $H_T(\alpha_0, \alpha)$ равна единице. При $t_p = \pi \cdot s/N_0$, где s – любое целое число, эта функция равна нулю, кроме случаев, когда $s = m \cdot N_0$. Выбрав направление главных максимумов (парциальных диаграмм направленности) совпадающим с нулями соседних парциальных диаграмм, то есть, размещая элементы считывающей решетки согласно критерию Релея можно записать:

$$H(m) = \sum_{n=0}^{N_0-1} x^0(n \cdot d) \cdot W_{N_0}^{nm}, \quad (2.27)$$

где $m=0, \dots, N_0-1$, $N_0=2N+1$, $x^0(n \cdot d) = P(n \cdot d) \cdot \exp(j \cdot k \cdot n \cdot d \cdot \sin(\alpha_0))$, n – пространственного канала АР, m – номер парциальных ДН (элементов считывающей решетки),

$$W_{N_0}^{mn} = \exp \left\{ -j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot m \cdot n}{N_0} \right\}. \quad (2.28)$$

Выражение (2.27), в котором $x^0(n \cdot d)$ (где $n=0, \dots, N_0-1$) есть последовательность из N_0 пространственных отсчетов с периодом d , а $H(m)$ $m=0, \dots, N_0-1$ – последовательность из N_0 частотных отсчетов, является дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). Акустический процессор, построенный таким образом, является диаграммообразующей схемой выполняющий ДПФ.

Наиболее технологичными, в настоящее время, являются аналоговые процессоры на ПАВ, использующие анизотропные подложки небольших волновых размеров. Как показано в [57] вид функции $H_T(\alpha_0, \alpha)$ сохраняется, если осуществить замену $t_p = (k \cdot d \cdot \sin \alpha_0 - k' \cdot d' \cdot \sin \alpha')$ на $t_A = k \cdot d \cdot \sin \alpha_0 - k'(\alpha) \cdot d' \cdot \sin(\alpha' - \Phi)$.

Если из-за габаритов подложки создать аналоговый процессор, непосредственно вычисляющий (2.27), затруднительно, то можно воспользоваться акустоэлектронным устройством, построенным по алгоритму быстрого преобразования Фурье (БПФ) для произвольного составного N_0 [60]. В этом случае вычисление N_0 – точечного ДПФ можно свести к определению $N_1 \cdot N_2$ – точечных и $N_2 \cdot N_1$ – точечных ДПФ и N_0 умножениям на множители поворота W_{N_0} .

Используя следующую замену переменных:

$$m = m_1 + m_2 \cdot N_2, \quad (2.29)$$

$$n = n_1 + n_2 \cdot N_1, \quad (2.30)$$

где $N_0 = N_1 \cdot N_2$; $n_1, m_2 = 0, \dots, N_1-1$; $n_2, m_1 = 0, \dots, N_2-1$, преобразуем (2.27) к следующему виду:

$$\begin{aligned} H(m_1 + m_2 \cdot N_2) &= \\ &= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x^0[(n_1 + n_2 \cdot N_1) \cdot d] \cdot \exp \left\{ -j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot m_1 \cdot n_1}{N_0} \right\} \times \\ &\times \exp \left\{ -j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot N_2 \cdot m_1 \cdot n_2}{N_0} \right\} \cdot \exp \left\{ -j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot N_1 \cdot m_2 \cdot n_1}{N_0} \right\} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Используя алгоритм (2.31), можно получить алгоритмы БПФ с любыми основаниями, т.е. применить аналоговые процессоры с любым числом элементов. Так на рисунке 2.13 представлен 25-точечный граф, состоящий из 10-ти 5-

точечных ДПФ ($N_1=5$, $N_2=5$). На нескольких малоэлементных аналоговых процессорах можно реализовать устройство обработки для многолучевых приборов эхолокационного контроля, имеющих несколько сотен приемных элементов и обеспечить разрешающую способность по углу не хуже $0,5^\circ$.

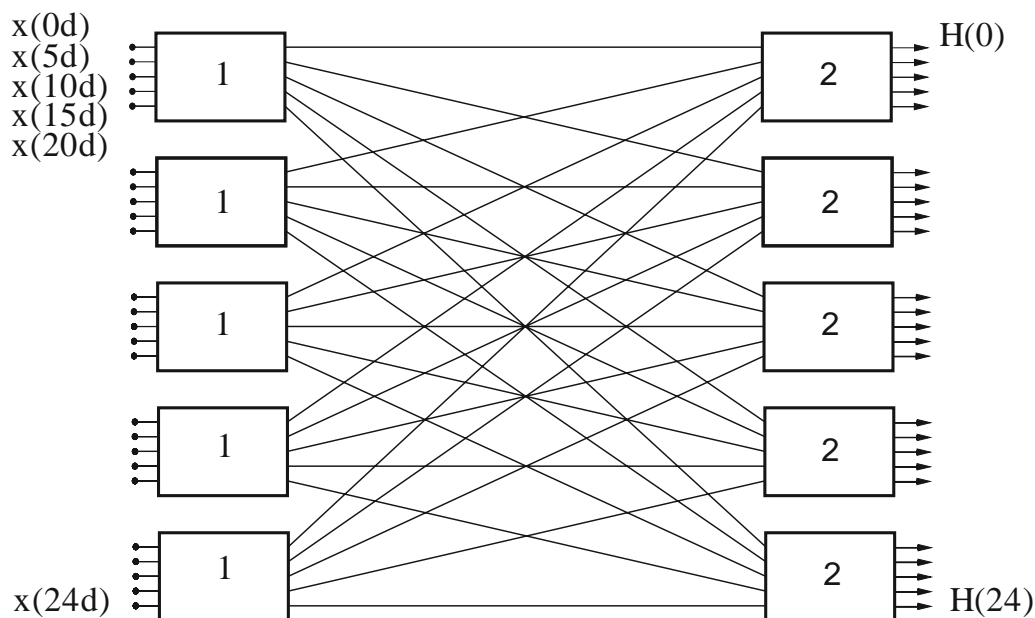


Рисунок 2.13 – Структурная схема устройства пространственного быстрого преобразования Фурье: 1, 2 – АЭУ

Еще одним способом обработки сигналов многоэлементных АР процессорами с ограниченным числом элементов, является группирование элементов антенны прибора контроля в подрешетки [61, 62]. На рисунке 2.14 показана одна из возможных схем, где: 1– элементы АР, 2– аналоговые процессоры, 3– коммутаторы каналов, 4– аналоговый процессор с веерными считывающими преобразователями, рассчитанный на работу с АР, элементами которой являются подрешетки. В этом случае аналоговые процессоры в совокупности с коммутаторами каналов выполняют функцию приемных элементов АР. При этом эффективность суммарной пространственной импульсной характеристики достигается синхронным смещением одиночного приемного элемента (подрешетки) и множителя всей решетки.

Используя теорему умножения, пространственная импульсная характеристика данного устройства может быть записана в виде:

$$h_N(\alpha_0, \alpha') = h_T(\alpha_0, \alpha') \cdot \frac{\sin [M \cdot (k \cdot d_M \cdot \sin \alpha_0 - k' \cdot d'_M \cdot \sin \alpha')]}{\sin [(k \cdot d_M \cdot \sin \alpha_0 - k' \cdot d'_M \cdot \sin \alpha')]}, \quad (2.32)$$

где M – количество подрешеток, d_M – расстояние между центрами подрешеток, d'_M – расстояние между элементами переизлучающей решетки.

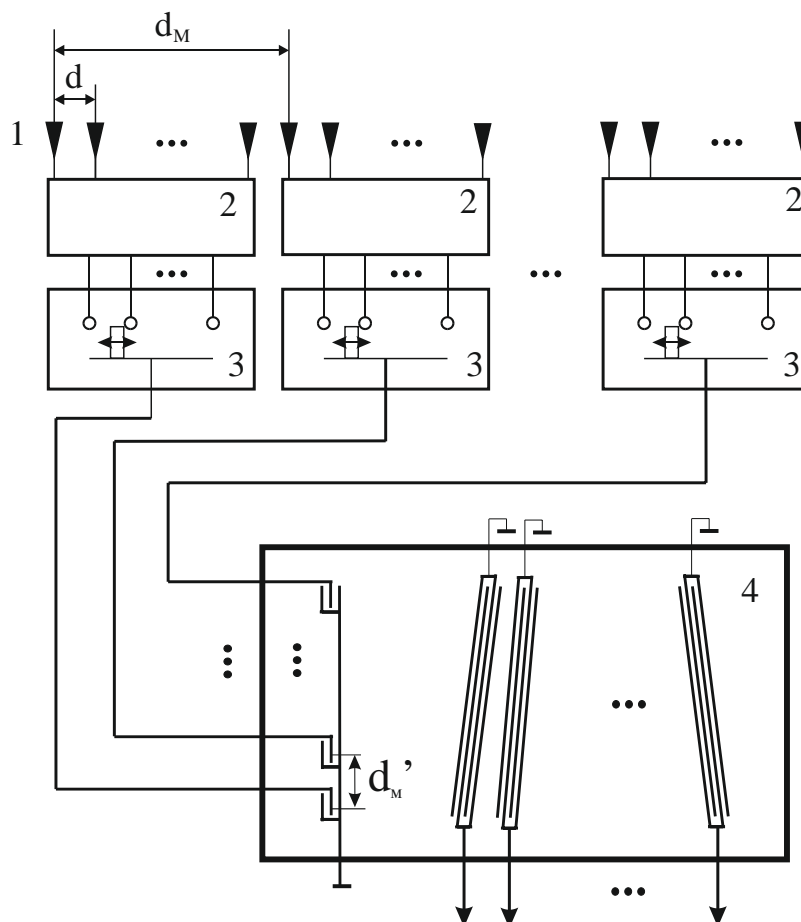


Рисунок 2.14 – Комбинированный способ построения устройств:

1 – элементы АР, 2,4 – акустоэлектронные устройства пространственной обработки, 3 – коммутаторы каналов

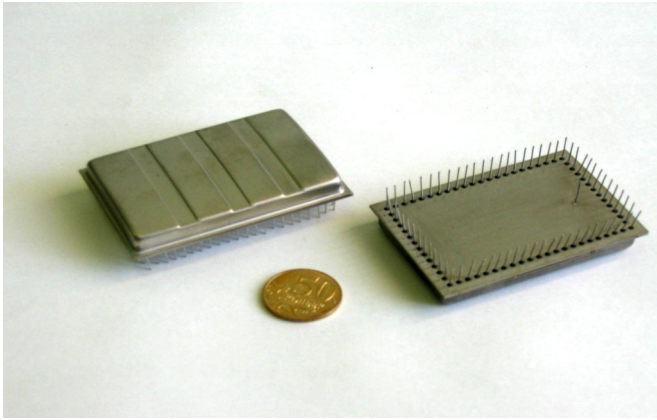
2.4 Реализация акустоэлектронного устройства обработки сигналов

На основании теоретических результатов, изложенных в первых разделах работы, было разработано и исследовано АЭУ обработки сигналов многолучевого прибора с линейной АР.

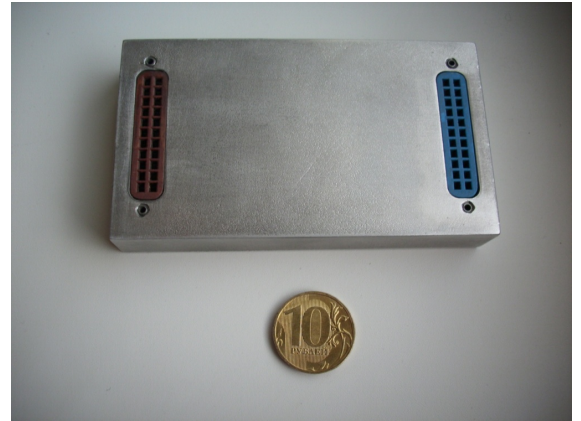
Аналоговый процессор был изготовлен на анизотропной подложке из Y -среза ниобата лития с рабочей частотой 18,45 МГц, с числом элементов $N_0=15$, развязкой между элементами 35 дБ и одиннадцатью считывающими преобразователями. Он размещен в корпусе микросборки с габаритами 60x40x6 мм (рисунок 2.15, *a*).

Данный процессор может служить в качестве базового элемента для устройств, изображенных на рисунках 2.13 и 2.14. На рисунке 2.15 (*б*) представлен аналогичный процессор, собранный в виде отдельного блока.

Структурная схема макета устройства пространственной обработки сигналов АР и лабораторной установки для определения характеристик представлена на рисунке 2.16, где элементами лабораторной установки являются: 1– имитатор сигналов АР, 7– генератор входных сигналов, 6– осциллограф, 8– узел управления и синхронизации. АЭУ состоит из: 2– приемной линейной АР, 3– многоканального преобразователя частоты с гетеродином, 4– аналогового процессора, 5– усилителей и полосовых фильтров. На структурной схеме не показаны вспомогательные контрольно-измерительные приборы и дополнительные элементы АЭУ. Лабораторная установка (рисунок 2.17) позволяла определять следующие параметры: чувствительность, вид пространственной импульсной характеристики, разрешение по углу, уровень боковых лепестков, рабочую полосу.



а)



б)

Рисунок 2.15 – Внешний вид микросборки (а) и аналоговый процессор, собранный в виде отдельного блока (б)

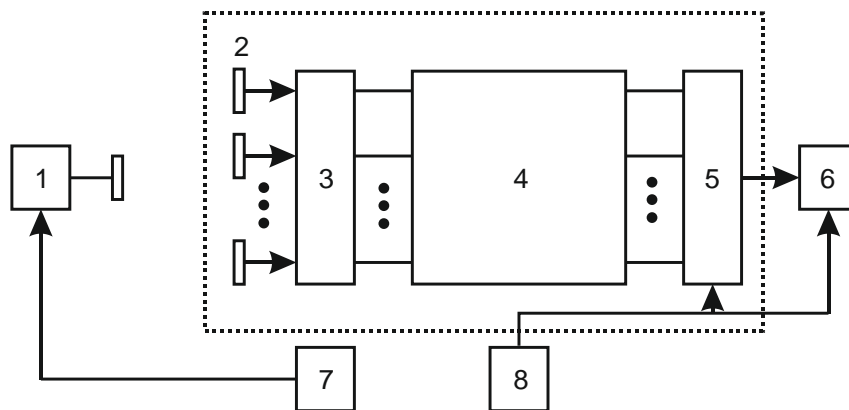


Рисунок 2.16 – Структурная схема лабораторной установки для определения характеристик АЭУ пространственной обработки сигналов линейной АР:

1– имитатор сигналов, 2– элементы приемной АР, 3– многоканальный преобразователь частоты с гетеродином, 4– аналоговый процессор, 5– усилители и полосовые фильтры, 6– осциллограф, 7– генератор входных сигналов, 8– узел управления и синхронизации



Рисунок 2.17 – Вид лабораторной установки для определения характеристик АЭУ пространственной обработки сигналов линейной АР

Данный макет с АЭУ осуществляет:

- усиление сигналов с имитатора (1, 7);
- перенос спектра сигналов с частоты $f=42$ кГц на частоту обработки $f'=18,45$ МГц с использованием многоканального преобразователя частоты с гетеродином (3) $f_T=18,5$ МГц;
- переизлучение сигналов с помощью переизлучающей решетки преобразователей в подложку процессора и считывание 11 преобразователями ПАВ, соответствующих определенным направлениям локации, преобразование ПАВ в электрические сигналы (4);
- выделение одной боковой полосы частот полосовыми фильтрами (5);
- последовательный опрос выходов усилителей и подачу сигналов в устройство отображения информации, например осциллограф (6).

На рисунке 2.18 показаны отклики АЭУ для 11 пространственных каналов, что соответствует сектору обзора АР в $2\alpha_c=45^\circ$.

Далее, на рисунке 2.19 представлены результаты эксперимента, подтверждающие результаты математических расчетов, полученных на основании выражения (2.22) для отклика устройства с учетом анизотропных свойств подложки из Y- среза ниобата лития, взаимного влияния и диаграммы направленности элементов. Для иллюстрации уровня боковых лепестков на рисунке 2.20 показан отклик устройства на фронт волны, приходящей под углом $-5,5^\circ$ к оси AP. При этом максимум отклика приходится между двумя считывающими преобразователями.

Предложенные варианты построения устройств с переизлучающими решетками осуществляют либо сканирование одной или несколькими ДН, либо формируют веерообразную приемную ДН. Кроме того, акустические процессоры, обладая свойствами обратимости, могут, как обрабатывать принимаемые сигналы AP, так и формировать ДН на излучение. В этом случае сигнал подается на элементы считывающей решетки, а не на элементы переизлучающей решетки и, следовательно, на элементах AP, формируется амплитудно-фазовое распределение, позволяющее излучать сигналы под определенным углом α к оси Z.

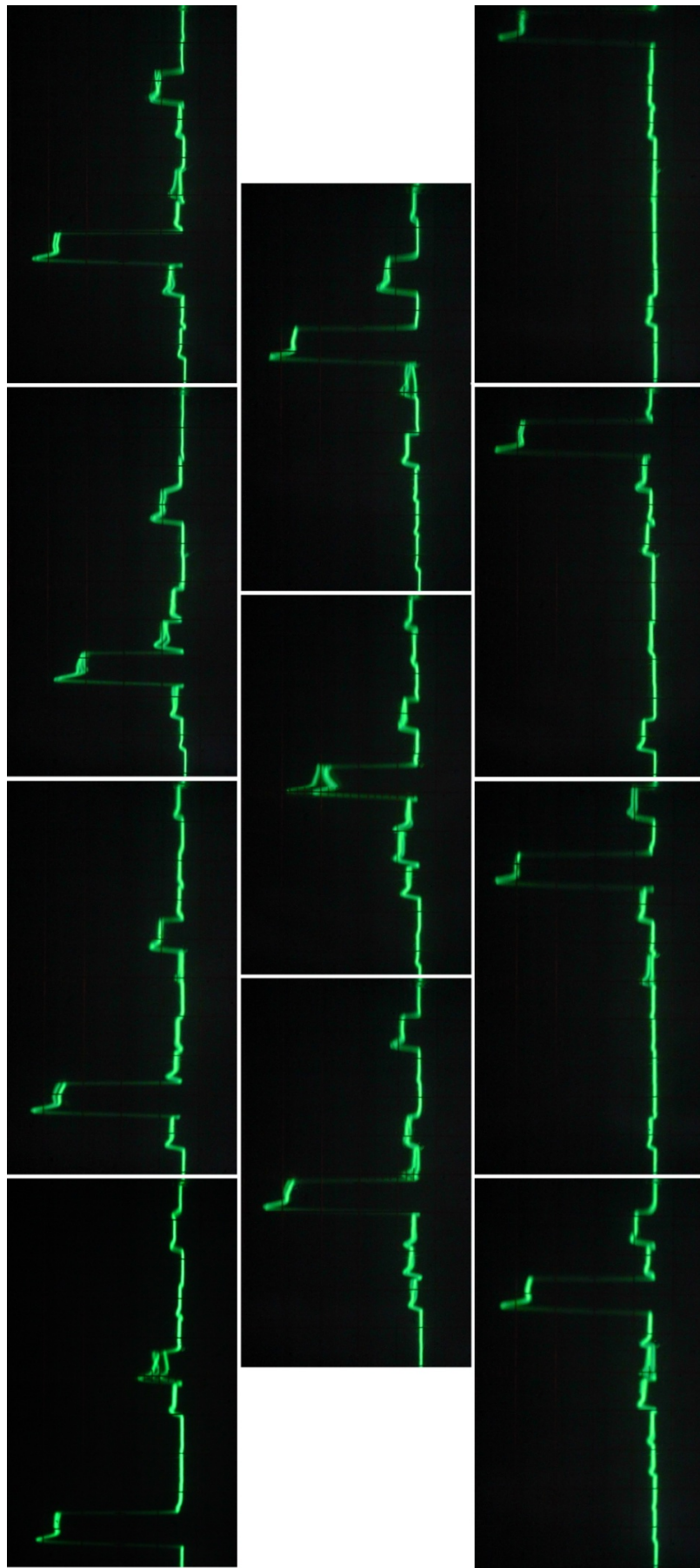
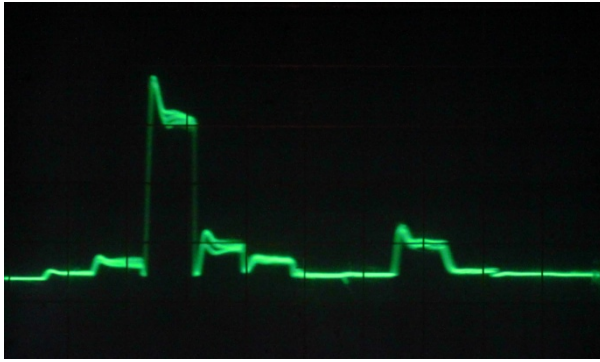
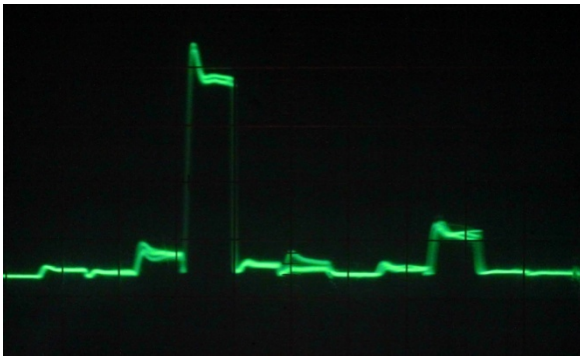
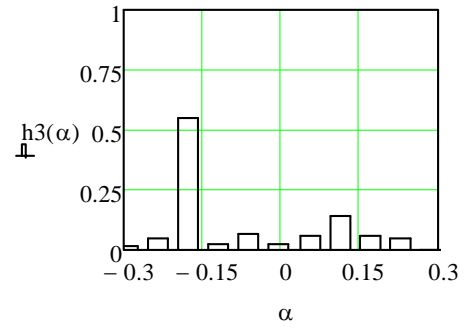


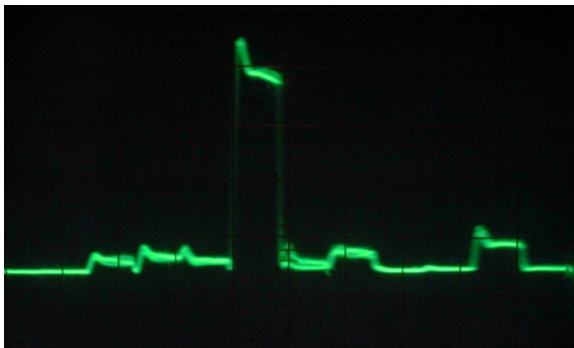
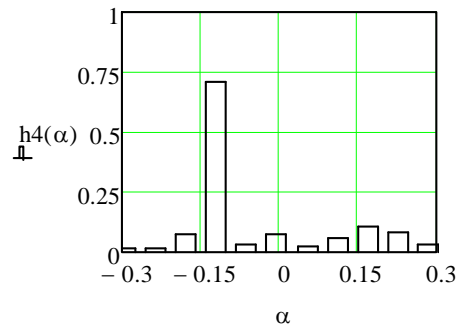
Рисунок 2.18 – Отклики АЭУ, полученные в ходе эксперимента для 11 пространственных каналов в секторе обзора $AP \ 2\alpha_c=45^\circ$



a)



б)



в)

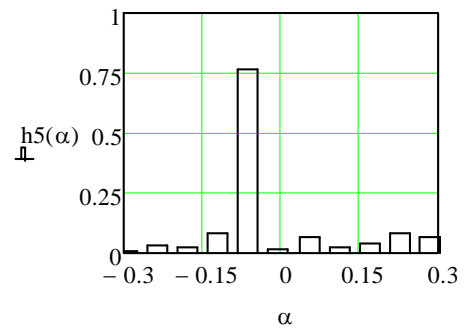
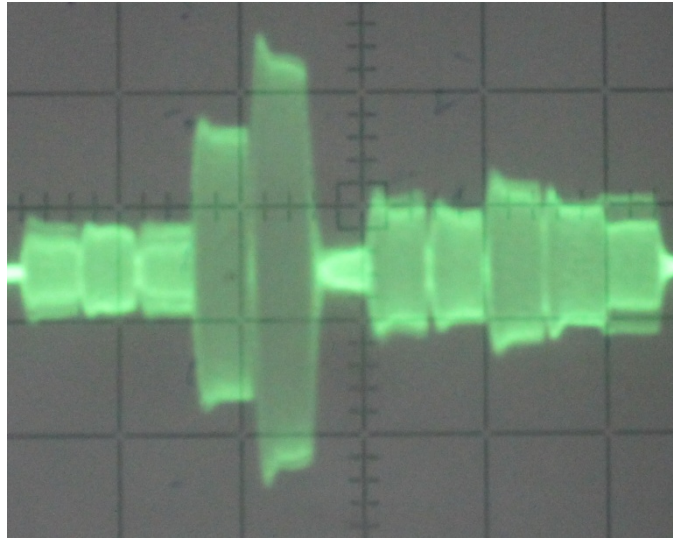
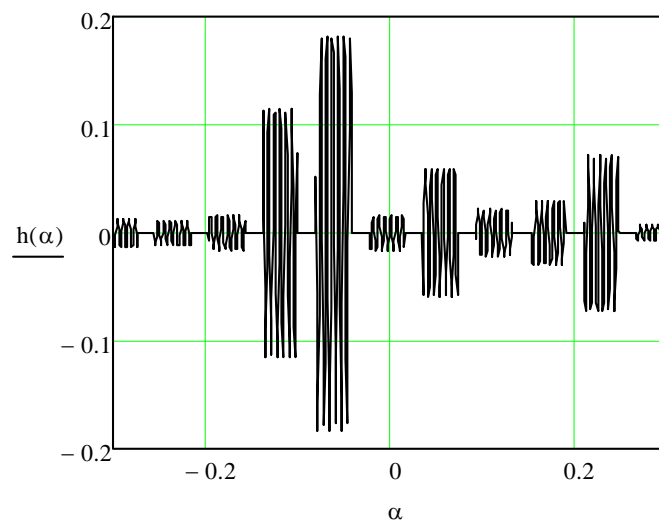


Рисунок 2.19 – Отклики АЭУ, полученные в ходе эксперимента для $\alpha = -12^\circ$ (а), $\alpha = -8^\circ$ (б), $\alpha = -4^\circ$ (в) и соответствующие результаты расчетов



а)



б)

Рисунок 2.20 – Отклик устройства на фронт волны, приходящей под углом $\alpha = -5,5^\circ$ к оси AP: а) полученный экспериментально; б) полученный аналитически

2.5 Выводы по второму разделу

В данном разделе дан с единых методических позиций анализ функционирования АЭУ и предложена методика расчета пространственных характеристик с учетом ряда факторов, существенно влияющих на разрешающую способность многолучевых приборов эхолокационного контроля.

Большинство материалов, используемых в качестве акустических подложек процессоров, являются монокристаллами, поэтому использование изотропной модели для анизотропных сред приводит к значительным ошибкам при проектировании. В связи с этим при разработке АЭУ, работающих в интерферирующих пучках, необходимо определить значение угла между групповой и фазовой скоростью в широком секторе углов излучения ВШП. Для этого предложена аппроксимация кривых фазовой скорости для различных материалов в широком секторе углов (таблица 2.1).

Полученные выражения определяют характеристики акустической подложки и используются для вычисления диаграммы направленности ВШП при математических расчетах. В результате исследования сделан следующий вывод: основной вклад в формирование ДН элементов переизлучающей решетки вносит апертура преобразователя. При этом малоапертурные, сравнимые с длиной волны, преобразователи все равно имеют сравнительно узкую ДН, что затрудняет их использование при разработке АЭУ обработки, работающих с интерферирующими пучками. Для компенсации этого эффекта рекомендуется использовать преобразователи со сферическими штырями.

С уменьшением расстояний между элементами переизлучающей решетки увеличивается эффект взаимного влияния, и, в силу этого, характеристика направленности элемента в решетке существенно отличается от характеристики направленности изолированного преобразователя.

При экспериментальном определении взаимного влияния элементов переизлучающей решетки скорость убывания наводок между элементами составила $v_c=4,3$. Анализ полученных при моделировании пространственных

импульсных характеристик позволяет сделать вывод, что взаимное влияние элементов менее 30 дБ существенно сказывается на виде пространственной импульсной характеристики при изменении угла падения волны на элементы приемной АР многолучевого прибора контроля. При развязке между ближайшими элементами более 35 дБ, что соответствует данным эксперимента, этим эффектом можно пренебречь.

Рассмотрены два варианта группировки элементов АР в подрешетки, позволяющие создавать АЭУ (на базе малоканальных аналоговых процессоров различных видов) для многолучевых приборов эхолокационного контроля, содержащих до нескольких сотен приемных элементов и обеспечивающих разрешающую способность по углу не хуже $0,5^\circ$.

Комбинированные способы построения устройств пространственной обработки позволяют за счет группирования элементов приемной АР в подрешетки, кратные числу элементов переизлучающей решетки АЭУ, размещенных на одной подложке (от 15 до 40 в зависимости от материала), пропорционально увеличить информационную пропускную способность многолучевых приборов контроля.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают математические расчеты, выполненные на основании методики, предложенной в данном разделе.

3 УВЕЛИЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ ЗА СЧЕТ РАСШИРЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

3.1 Постановка задачи

Полоса пропускания является важным параметром, во многом определяющим потенциальные характеристики многолучевых эхолотаторов в отношении разрешающей способности по дальности. Представление среды распространения акустических сигналов, приемной АР и прибора контроля как совокупности последовательно включенных линейных фильтров позволяет исследовать влияние различных факторов. Полоса пропускания в первую очередь определяется частотными свойствами приемных и внутренних элементов антенны (фидерных линий, электронных устройств и т.д.). Для приборов контроля на базе АЭУ необходимо учитывать также частотные свойства элементов переизлучающих и считывающих решеток преобразователей ПАВ. Кроме того, существует зависимость результирующего поля, формируемого элементами переизлучающей решетки, от частоты. И если первые факторы учитываются известными способами, то влияние характеристик АЭУ на частотные свойства приборов контроля требует специального рассмотрения [63, 64].

В подразделах 1.5 и 1.7 рассмотрены частотные свойства АЭУ обработки сигналов многолучевых приборов контроля, использующих линейные и дуговые или кольцевые АР. Анализ показал, что при работе с масштабированием по частоте принимаемых сигналов, происходит изменение направления или изменение дальности фокусировки переизлученной волны при изменении частоты принимаемого сигнала (выражения (1.26) и (1.53)). В зависимости от параметров АР: числа элементов, относительного волнового размера, соотношения частот, – а также от выбранного способа преобразования частоты, на полосу пропускания прибора контроля накладываются ограничения связанные с однозначностью определения направления координат в акустическом процессоре. В соответствии

с выражением (1.9) для увеличения информационной пропускной способности и разрешающей способности по дальности необходимо обеспечить расширение полосы пропускания АЭУ. Таким образом, для многолучевых приборов контроля с разрешающей способностью в несколько миллиметров необходимо разработать акустические процессоры пространственной обработки эхосигналов с относительной полосой до 40%, что позволит использовать зондирующие сигналы малой длительности.

Рассмотрим несколько известных вариантов, позволяющих расширить полосу пропускания приборов контроля, построенных на основе узкополосных АЭУ.

В первую очередь расширение полосы пропускания может быть достигнуто за счет использования вместо преобразователя частоты преобразователя временного масштаба (ПВМ) (рисунок 3.1). В этом случае отсутствует зависимость, связанная с преобразованием частоты, влияющая на параметры переизлученной волны. Таким образом, в АЭУ обработки сигналов линейной АР будет отсутствовать углочастотная зависимость (1.26), а в случае с дуговой АР будет сохраняться условие фокусировки волны на элементах считывающей решетки (1.53), нарушаемое при изменении частоты принимаемого сигнала.

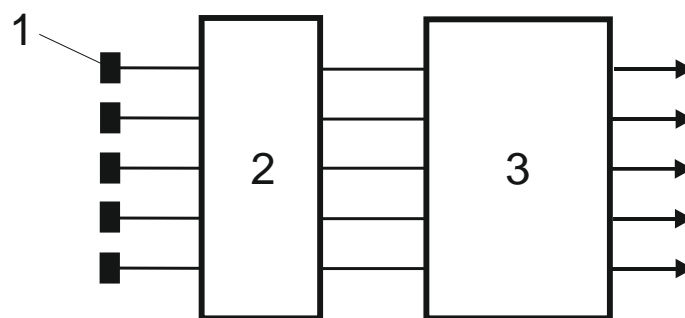


Рисунок 3.1 – Структурная схема устройства обработки сигналов с преобразованием временного масштаба: 1 – элементы АР, 2 – многоканальный преобразователь временного масштаба, 3 – акустический процессор

При работе с сигналами, частота которых для обработки в АЭУ подлежит преобразованию вниз, ПВМ должен увеличивать время запаздывания для сохранения равенства между временными задержками в устройстве обработки и пространстве. В этом случае использование ПВМ не позволяет обрабатывать сигналы в режиме реального времени, что является существенным недостатком. Таким образом, устройство пространственной обработки с ПВМ целесообразно применять в областях, где происходит уменьшение временных задержек принимаемого сигнала, что соответствует преобразованию частоты вверх в задачах обработки гидроакустических эхосигналов. Выражение (1.18), связывающее распределения поля в АЭУ и пространстве, можно записать как:

$$\sin\alpha'_0 = \frac{\omega}{\omega'} \cdot m_{dv} \cdot \sin\alpha_0, \quad (3.1)$$

где $m_{dv} = D \cdot v' / D' \cdot v = d \cdot v' / d' \cdot v$ – масштабный коэффициент.

В областях, где частота обработки в АЭУ равна частоте эхосигналов, необходимо выбирать параметр $m_{dv}=1$. В низкочастотном диапазоне, с целью, аналогичной повышению частоты, необходимо обеспечить $m_{dv}>1$. ПВМ в этом случае может быть реализован на базе цифровой техники, что позволяет обеспечить изменение масштабного коэффициента в достаточно широком диапазоне [65, 66].

Основным недостатком, связанным с обработкой сигналов многолучевых приборов контроля, является сложность реализации многоканальных ПВМ. Поэтому данный метод может применяться только для приборов контроля с небольшим числом приемных элементов АР, то есть приборов с низкой разрешающей способностью по углу.

В научно-технической литературе [67] описывается устройство параллельной обработки широкополосных сигналов линейных АР (1): принимаемый сигнал преобразуется в многоканальном преобразователе частоты (2), подается на фильтры (3) со смежными полосами частот, поступает на входы устройств пространственной обработки (4), а затем суммируется (5). Упрощенная структурная схема такого устройства представлена на рисунке 3.2, где показано,

что для обработки сигналов требуется построение параллельных каналов обработки.

Макет устройства с пятью АЭУ обеспечил формирование характеристик направленности с полосой пропускания порядка 50% для АР с числом элементов $N_0=30$, обеспечивающей обзор в секторе 100° .

Достоинством такого построения является универсальность – за счет наращивания архитектуры устройства можно обеспечить необходимую полосу пропускания. К недостаткам такой схемы следует отнести необходимость изготовления ряда идентичных многоканальных АЭУ.

Использование АЭУ на основе интерферирующих акустических пучков позволяет искать решение проблемы с полосой пропускания в топологической гибкости, связанной с разнообразием возможных топологий построения переизлучающих и считывающих решёток преобразователей ПАВ.

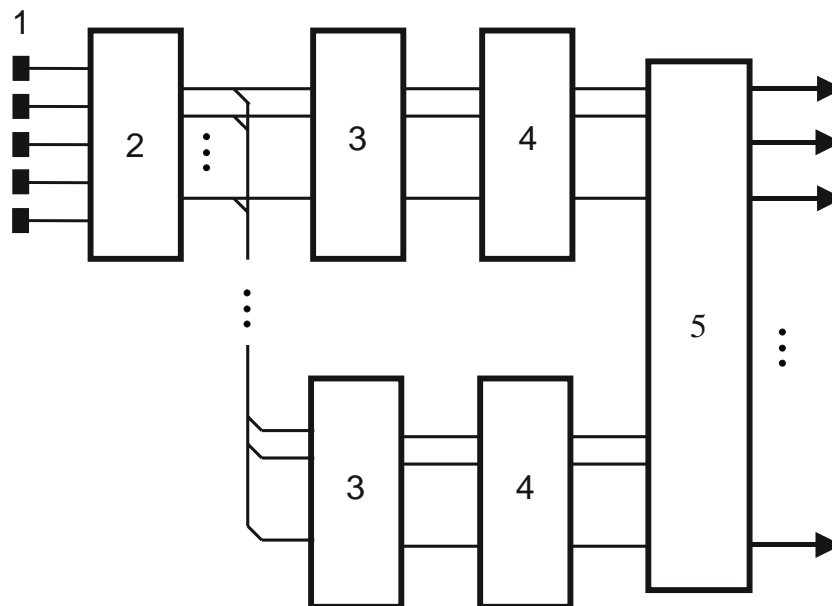


Рисунок 3.2 – Упрощенная схема устройства параллельной обработки сигналов: 1 – элементы АР, 2 – преобразователь частоты, 3 – фильтры, 4 – акустический процессор, 5 – сумматор

3.2 Акустоэлектронное устройство с частотозависимой апертурой для обработки сигналов многолучевых эхолотов с высокой разрешающей способностью

Углочастотная зависимость, рассмотренная ранее в подразделе 1.5, проявляется в изменении направления распространения переизлучённой волны в акустическом процессоре при изменении частоты входного сигнала. Этот эффект приводит к ограничению полосы сигналов, обрабатываемых АЭУ и, как следствие, ограничивает полосу сигналов приборов контроля на их основе, что приводит к уменьшению разрешающей способности. В данном случае предлагается осуществить компенсацию углочастотной зависимости путём построения переизлучающей решётки с частотозависимой апертурой.

Для построения такой переизлучающей решетки преобразователей ПАВ, необходимым условием является сохранение направления переизлучения волны в АЭУ при изменении частоты принимаемого сигнала, то есть $\sin(\alpha_0') = \text{const}$. Исходя из выражения (1.18), определяющего направление переизлученной волны, условие фазовой компенсации для сигнала с частотой ω_0 можно записать в виде:

$$m_{dv}(\omega_0) = \frac{\omega_0'}{\omega_0} \cdot \frac{\sin \alpha_0'}{\sin \alpha_0}. \quad (3.2)$$

Масштабный коэффициент m_{dv} для частоты $\omega \neq \omega_0$ и заданного угла падения α_0 необходимо выбрать таким образом, чтобы обеспечить переизлучение акустической волны в направлении α_0' :

$$m_{dv}(\omega) = \frac{\omega'}{\omega} \cdot \frac{\sin \alpha_0'}{\sin \alpha_0}. \quad (3.3)$$

Откуда с учетом (3.2) получаем значение масштабного коэффициента для сигнала произвольной частоты:

$$m_{dv}(\omega) = m_{dv}(\omega_0) \cdot \frac{\omega' \cdot \omega_0}{\omega \cdot \omega_0'}, \quad (3.4)$$

который позволяет определить шаг расположения преобразователей ПАВ переизлучающей решетки:

$$d'(\omega) = \frac{\omega'_0}{\omega_0} \cdot \frac{\omega}{\omega'} d'_0, \quad (3.5)$$

где d'_0 – шаг переизлучающей решётки преобразователей ПАВ на частоте ω_0 .

Построение переизлучающей решетки преобразователей в соответствии с полученным выражением (3.5) позволяет избежать возникновения углочастотной зависимости за счет сохранения неизменным направления переизлучения при изменении частоты сигнала, принимаемого прибором контроля. Для реализации предлагается использовать переизлучающую решетку неэквидистантных преобразователей ПАВ с линейной дисперсионной характеристикой и квадратичной фазовой характеристикой [30, 46, 53].

Для описания действия устройства и определения его основных параметров будем рассматривать двухфазные ВШП с использованием модели дельта-функций. Полагаем использование преобразователей с линейно возрастающей вдоль направления распространения волны частотой акустического синхронизма, что необходимо для уменьшения влияния объёмных волн [52].

Рассмотрим изменение частоты акустического синхронизма вдоль оси Z' :

$$\omega'(z') = \omega'_0 + \mu_{\text{ВШП}} \cdot \frac{z'}{v'}, \quad (3.6)$$

где $\mu_{\text{ВШП}} = 2 \cdot \Delta\omega / T$ - крутизна дисперсионной характеристики, $2 \cdot \Delta\omega$ - полоса частот, T - длительность импульсной характеристики преобразователя. С учетом $L_{\text{ВШП}}' = T \cdot v'$, $L_{\text{ВШП}}'$ – длина преобразователя вдоль оси Z' , $z=0$ при $\omega=\omega_0$ (рисунок 3.3), выражение (3.6) можно представить в виде:

$$\omega'(z') = \omega_0 \left(1 + q_2 \cdot \gamma + 2\Delta v \cdot \frac{z'}{L_{\text{ВШП}}'} \right). \quad (3.7)$$

В устройстве обработки осуществляется преобразование частоты вида $\omega'_0 = \omega_0 + q_2 \omega_r$, где $q_2 = \pm 1$. Обоснование такого выбора будет приведено ниже.

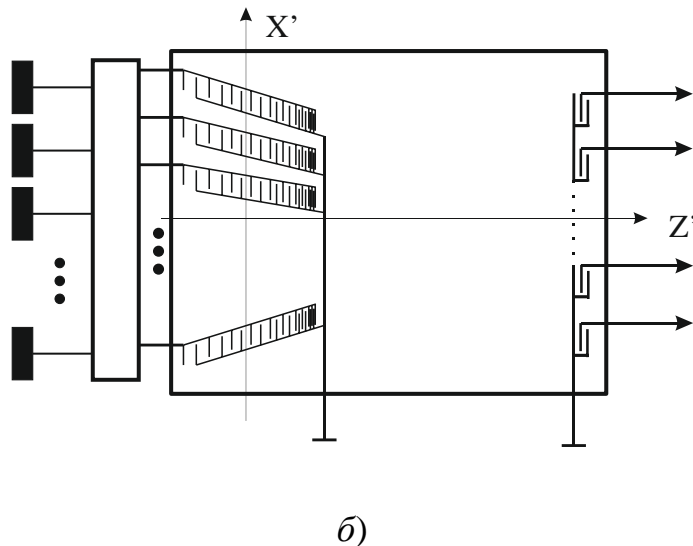
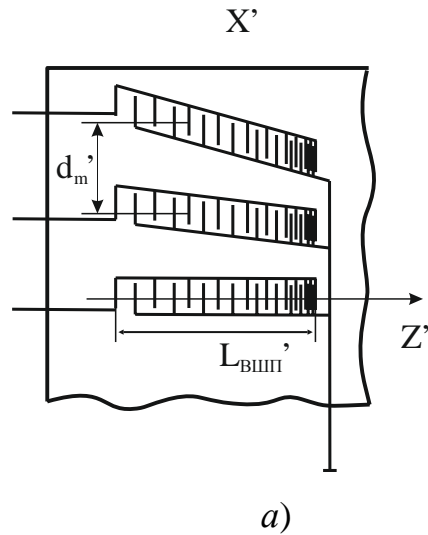


Рисунок 3.3 – Переизлучающая решетка неэквидистантных преобразователей с частотозависимым шагом (а) и АЭУ на ее основе (б)

Исходя из того, что сигнал с частотой ω' излучается областью неэквидистантного преобразователя ПАВ с частотой акустического синхронизма $\omega_m' \approx \omega'$ (ограничения, связанные с приближенностью этого утверждения, будут рассмотрены в дальнейшем), в соответствии с выражениями (3.5) и (3.7) можно определить шаг решетки:

$$d'(z') = d'_0 \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma) \cdot \frac{1 + 2 \cdot \Delta v \cdot \frac{z'}{L'_{ВШП}}}{1 + q_2 \cdot \gamma + 2 \cdot \Delta v \cdot \frac{z'}{L'_{ВШП}}}. \quad (3.8)$$

Без уменьшения общности считаем, что переизлучающая решётка преобразователей содержит нечётное число неэквидистантных преобразователей N_0 с числом пар штырей $M_{ВШП}$. Каждый преобразователь характеризуется произведением полосы на длительность импульсной характеристики $B=2 \cdot \Delta\omega \cdot T/2\pi$. При этом длительность импульсной характеристики определяется как $T=\pi \cdot B/\Delta\omega$. Используя известное выражение для неэквидистантного преобразователя с отрицательным наклоном дисперсионной характеристики [7], можно определить расположение электродов ВШП, связанное с моментами времени t_m , соответствующими значениям фазы сигнала, кратным 2π :

$$\omega'_0 t_m - \mu_{ВШП} \cdot \frac{t_m^2}{2} = 2\pi m, \quad (3.9)$$

где $m=m_{\min}, m_{\min}+1, \dots, m_{\max}$, общее число пар электродов $M_{ВШП} = m_{\max} + m_{\min}$.

Исходя из (3.9) с учетом введенных обозначений получаем расположение m -ной пары электродов в момент времени t_m в виде:

$$t_m = \frac{T \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma)}{2\Delta v} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2m}{B} \cdot \left(\frac{2 \cdot \Delta v}{1 + q_2 \cdot \gamma} \right)^2} \right]. \quad (3.10)$$

Тогда можно записать координаты электродов преобразователей рассматриваемого устройства следующим образом:

$$z'_m = \frac{L'_{ВШП} \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma)}{2 \cdot \Delta v} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2m}{B} \cdot \left(\frac{2 \cdot \Delta v}{1 + q_2 \cdot \gamma} \right)^2} \right]. \quad (3.11)$$

Значения m_{\max} и m_{\min} , исходя из выражения (3.9) при $t_m = \pm T/2$, можно определить как:

$$\begin{aligned} m_{\min} &= -\frac{B}{2} \cdot \left(\frac{1 + q_2 \cdot \gamma}{2 \cdot \Delta v} + \frac{1}{4} \right), \\ m_{\max} &= \frac{B}{2} \cdot \left(\frac{1 + q_2 \cdot \gamma}{2 \cdot \Delta v} - \frac{1}{4} \right). \end{aligned} \quad (3.12)$$

При этом общее число пар электродов $M_{\text{ВШП}} = \omega_0' \cdot T / 2\pi$ [30] или, с учетом принятых обозначений, $M_{\text{ВШП}} = B \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma) / (2 \cdot \Delta v)$. Шаг расположения преобразователей переизлучающей решетки в соответствии с (3.8) и (3.11), определяется как:

$$d'(z'_m) = d'_0 \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma) \cdot \frac{1 + 2 \cdot \Delta v \cdot \frac{z'_m}{L'_{\text{ВШП}}}}{1 + q_2 \cdot \gamma + 2 \cdot \Delta v \cdot \frac{z'_m}{L'_{\text{ВШП}}}}. \quad (3.13)$$

Полученное значение $d'(z'_m)$ определяет необходимую топологию преобразователей переизлучающей решетки (рисунок 3.3).

Частота акустического синхронизма для m -ной пары электродов определяется выражением:

$$\omega'_m = \omega_0 \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma) \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot m}{B} \cdot \left(\frac{2 \Delta \cdot v}{1 + q_2 \cdot \gamma} \right)^2}. \quad (3.14)$$

Таким образом, частотнозависимая апертура реализуется путем использования многоэлементных неэквидистантных преобразователей переизлучающей решетки, осевые линии которых криволинейны и расположены по специальному закону. Благодаря этому каждая пара электродов преобразователей образует переизлучающую подрешетку с апертурой $D'_m = N_0 \cdot d'_m$ (рисунок 3.3) и, в соответствии с выражением (1.20), пространственная импульсная характеристика может быть представлена:

$$h_m(\omega, \alpha') = \int P(x) \cdot \exp(-jkx(\sin \alpha_0 - \frac{\omega' v}{\omega v'} \cdot \frac{D'_m}{D} \sin \alpha')) dx. \quad (3.15)$$

При частоте $\omega = \omega_m$ и $\omega' = \omega'_m$ для m -ой подрешетки, в соответствии с (1.18), должно выполняться условие сохранения направления переизлучения волны:

$$\sin \alpha'_0 = \frac{\omega_m \cdot v' \cdot D}{\omega'_m \cdot v \cdot D'_m} \sin \alpha_0. \quad (3.16)$$

Тогда при $P(x) = \text{rect}(x/D)$ пространственная импульсная характеристика, формируемая подрешеткой, может быть представлена выражением:

$$h_m(\omega, \omega'_m, \alpha') = \text{sinc} \left[n \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_m}{\omega_0} \cdot \frac{\omega'}{\omega'_m} \cdot \frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha'_0} \right) \right], \quad (3.17)$$

где n – номер пространственного канала, $n=\sin\alpha_0/(\lambda_0/D)$. Для частоты ω_m' , определяемой выражением (3.14), нормированное направление излучения m -ной решётки (т.е. координата максимума главного лепестка характеристики направленности (3.17)) определяется выражением:

$$\frac{\sin \alpha'(\omega, \omega_m)}{\sin \alpha'_0} = \frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m}. \quad (3.18)$$

При $\omega=\omega_m$ максимум имеет относительную координату $\sin\alpha'/\sin\alpha'_0=1$, а первый ноль главного лепестка находится в точках, отстоящих от координаты максимума на величину:

$$\left. \frac{\sin \alpha'(\omega, \omega_m)}{\sin \alpha'_0} \right|_0 = \frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m} \pm \frac{1}{n} \frac{\omega_0}{\omega'} \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m}. \quad (3.19)$$

При суммировании сигналов парциальных решёток на считывающих преобразователях необходимо учитывать, что расстояние от фазового центра подрешётки до считывающего преобразователя при $\sin\alpha' \neq 0$ определяется величиной:

$$z_m(\alpha') = z_m \cdot \cos \alpha' = z_m \cdot \sqrt{1 - (\sin \alpha')^2}. \quad (3.20)$$

С учетом с использованием модели дельта-функций для двухфазных ВШП, пространственная импульсная характеристика устройства может быть найдена как:

$$h(\omega, \omega', \alpha') = \sum_{m_{\min}}^{m_{\max}} \operatorname{sinc} \left[n \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_m}{\omega_0} \cdot \frac{\omega'}{\omega'_m} \cdot \frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha'_0} \right) \right] \cdot \exp \left(-j \cdot \omega' \cdot \frac{z_m}{v'} \cdot \sqrt{1 - (\sin \alpha')^2} \right). \quad (3.21)$$

При реализации таких преобразователей аподизация электродов ВШП осуществляется по закону $(\omega_m')^{-3/2}$, что позволяет учесть также зависимость излучаемой электродом энергии от частоты [52]. В приводимом здесь расчёте полагается, что соответствующий множитель $(\omega_m')^{-3/2}$ уже учтён и поэтому слагаемые, описываемые выражением (3.21) по амплитуде одинаковы.

Рассмотрим действие m -ной парциальной решётки. Для каждой решётки может быть указана частота синхронизма m -ной пары электродов преобразователей, образующих данную решётку. Однако при ненулевом угле

распространения синхронизма решётки отличается от аналогичного параметра преобразователя, определяемого соотношением (3.14). Частота синхронизма решётки, очевидно, определяется как:

$$\omega'_{mr} = \frac{\omega'_m}{\cos \alpha'} = \frac{\omega'_m}{\sqrt{1 - (\sin \alpha')^2}}. \quad (3.22)$$

С учетом выражения (3.18), приравнивая выражение (3.22) частоте переизлучаемого сигнала ω' , получаем следующее уравнение:

$$\frac{\omega'_m}{\omega'} = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m} \cdot \sin \alpha'_0 \right)^2}, \quad (3.23)$$

приближённое решение которого относительно ω'_m имеет вид:

$$\omega'_m \approx \frac{\omega'}{\sqrt{1 + (\sin \alpha'_0)^2}}. \quad (3.24)$$

Следовательно, при частоте ω входного сигнала и соответствующей частоте ω' в устройстве обработки, определяющий вклад в формирование отклика вносят электроды с частотой синхронизма, определяемой выражением (3.24). Как следует из (3.18), синус угла переизлучения при этом равен:

$$\sin \alpha'(\omega) = \frac{\sin \alpha'_0}{1 - q_2 \cdot \frac{\omega_r}{\omega} \left(\sqrt{1 + (\sin \alpha'_0)^2} - 1 \right)}, \quad (3.25)$$

где использовано преобразование $\omega_m = \omega'_m - q_2 \cdot \omega_r$.

Необходимо также учитывать вклад в результирующее излучение парциальных решёток с частотой синхронизма близкой, но не равной значению частоты ω'_m , определяемой выражением (3.24). Найдём соответствующее изменение угла переизлучения при отклонении частоты синхронизма.

Известно, что эффективно действующая область неэквидистантного преобразователя вокруг частоты ω'_m определяется соотношением [52]:

$$\Delta \omega'_m = \frac{2\Delta\omega}{\sqrt{B}} \quad (3.26)$$

Для оценки отклонения угла переизлучения определим производную:

$$\frac{d\left(\frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha_0'}\right)}{d\omega_m'} = -\frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{q_2 \cdot \omega_r}{\omega_m'^2}. \quad (3.27)$$

С учетом (3.26) и (3.27) получаем выражение для отклонения координат максимума излучения парциальных решёток:

$$\Delta \frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha_0'} = -\frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{q_2 \cdot \omega_r}{\omega_m'^2} \cdot \frac{2\Delta\omega}{\sqrt{B}}, \quad (3.28)$$

которое показывает «размывание» суммарной пространственной импульсной характеристики.

Сопоставляя полученный интервал (3.28) с шириной главного лепестка характеристики направленности (3.19), определим критерий допустимого смещения как:

$$\frac{\omega}{\omega'} \cdot \frac{\omega_r}{\omega_m'^2} \cdot \frac{2\Delta\omega}{\sqrt{B}} \leq \frac{2\varepsilon}{n} \cdot \frac{\omega_0}{\omega'} \cdot \frac{\omega_m'}{\omega_m}. \quad (3.29)$$

где ε – коэффициент, определяющий допустимую степень искажения формы отклика, соответствующего монохроматическому сигналу. Целесообразно выбрать значения ε в пределах 0,25 [33].

Полученное соотношение (3.29) позволяет при заданной относительной полосе частот поступающего на входы линейной АР сигнала $2 \cdot \Delta\omega/\omega_0$ найти минимально необходимую величину базы неэквидистантных преобразователей B :

$$B \geq \left(\frac{n}{\varepsilon} \cdot \frac{\omega_r}{\omega_{\min}'} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_{\min}} \right)^2, \quad (3.30)$$

где необходимо положить $\omega_{\min} = \omega_0 - \Delta\omega$ и $\omega_{\min}' = \omega_0 + q_2 \cdot \omega_r - \Delta\omega$. Из выражения (3.30) следует, что при заданной относительной полосе входного сигнала и принятой промежуточной частоте ω_0' более выгодным является вариант преобразования частоты с меньшим значением ω_r , т.е. $\omega' = \omega + q_2 \cdot \omega_r$, который и рассматривается в данном разделе.

Полосу пропускания АЭУ при заданном параметре B неэквидистантного ВШП можно найти как:

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = 2 + 2 \cdot q_2 \cdot \gamma \left(1 - \frac{n}{\varepsilon\sqrt{B}}\right) - \sqrt{\left(1 + q_2 \cdot \gamma \left(1 - \frac{n}{\varepsilon\sqrt{B}}\right)\right)^2 - 16 \cdot (1 + q_2 \cdot \gamma)}. \quad (3.31)$$

Устройство данного вида может использоваться в приборах многолучевого контроля как устройство пространственно-временной обработки сигналов с линейной частотной модуляцией для одновременного определения угла и времени прихода сигналов [68, 69]. Однако необходимо учитывать, что в соответствии с выражением (3.24), при переизлучении сигналов под углом $\sin\alpha_0' \neq 0$ изменяется наклон дисперсионной характеристики преобразователей:

$$\mu_r = \frac{2 \cdot \Delta\omega}{T \cdot \sqrt{1 - (\sin\alpha_0')^2}} = \frac{\mu_{ВШП}}{\sqrt{1 - (\sin\alpha_0')^2}}. \quad (3.32)$$

В этом случае вводится коэффициент рассогласования [68]:

$$\gamma_\mu = \frac{\mu_r - \mu_{ВШП}}{\mu_{ВШП}}. \quad (3.33)$$

Влияние рассогласования характеристики сжатого сигнала рассмотрено в [68], при этом огибающая выходного сигнала описывается выражением:

$$g_d(t) = \sqrt{\frac{|\mu_r|}{2 \cdot |\mu_r - \mu_{ВШП}|}} \cdot \left\{ [C(X_1) + C(X_2)]^2 + [S(X_1) + S(X_2)]^2 \right\}^{1/2}, \quad (3.34)$$

$$X_{1,2} = \sqrt{\frac{|\mu_{ВШП}| \cdot \gamma_\mu}{4\pi}} \cdot \left(T \pm \frac{2 \cdot t}{\gamma_\mu} \right),$$

где $C(X_{1,2})$ и $S(X_{1,2})$ - интегралы Френеля.

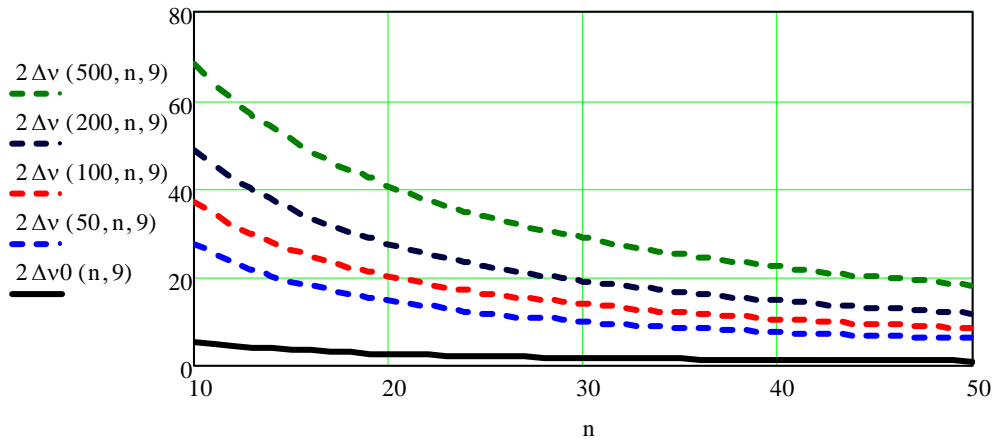
При величине произведения $B \cdot \gamma_\mu \geq 5$ приближённая длительность искажённого отклика превышает длительность выходного сигнала идеального согласованного фильтра в $B \cdot \gamma_\mu$ раз, а амплитуда меньше в $1/(B \cdot \gamma_\mu)^{1/2}$ раз [68]. Искажениями можно пренебречь, если произведение коэффициента сжатия на коэффициент рассогласования $B \cdot \gamma_\mu \leq 1.5$, что определяет в данном устройстве необходимость выбора сектора углов переизлучения, удовлетворяющего условию:

$$\sin\alpha_0' \leq \sqrt{1 - \left(\frac{B}{B+1.5}\right)^2}. \quad (3.35)$$

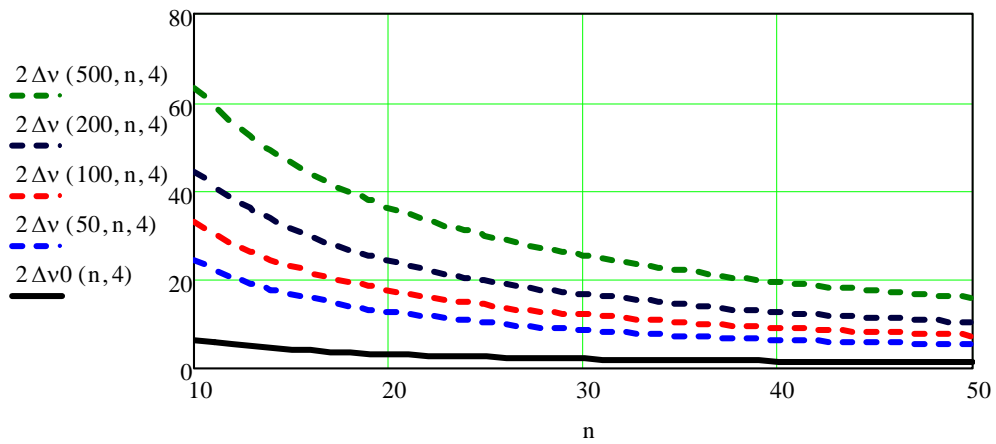
Исходя из полученных результатов, произведен расчет полосы пропускания устройства в зависимости числа пространственных каналов при различном значении параметра B неэквилистантных ВШП, оказывающего существенное влияние на итоговый результат (рисунок 3.4). Для сравнения на рисунке приводятся результаты расчетов относительной полосы пропускания полученного устройства по сравнению с полосой АЭУ с линейной эквилистантной решеткой преобразователей для двух видов преобразования частоты.

Дальнейшие расчеты проводились для пространственного канала $n=20$ и необходимой полосе пропускания $2 \cdot \Delta\nu=0,2$ при относительной частоте гетеродина $\gamma=4$. Параметр B неэквилистантных преобразователей переизлучающей решетки в соответствии с графиком, представленном на рисунке 3.4 (б) полагался равным $B=200$. Отклик такого устройства для центральной и граничных частот полосы пропускания, представленный на рисунке 3.5 (а), подтверждает отсутствие углочастотной зависимости в заданной полосе частот входного сигнала. Смещение максимума характеристик относительно расчетного значения $\sin\alpha_0'$ в соответствии с выражением (3.25) незначительно и может быть учтено соответствующей ориентацией считывающих преобразователей. Для сравнения результатов на рисунке 3.5 (б) приводятся пространственные импульсные характеристики устройства с эквилистантными преобразователями, показывающие существенное влияние углочастотной зависимости при аналогичном входном воздействии.

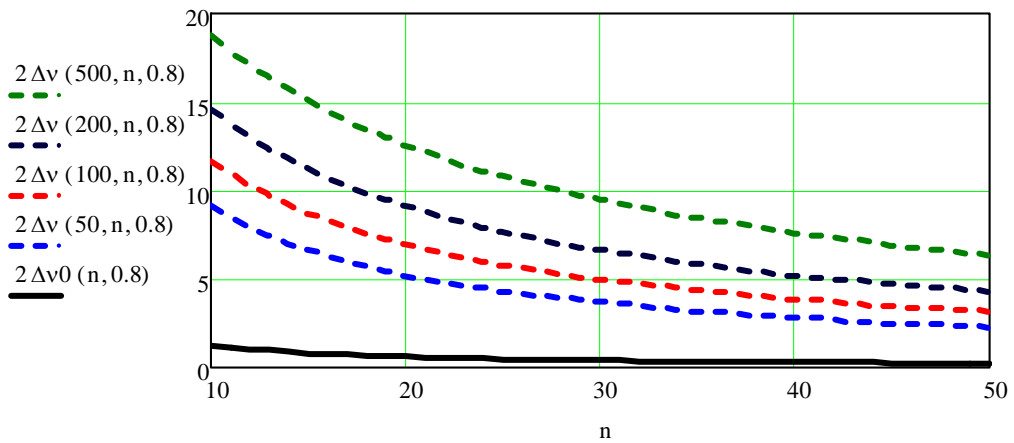
На рисунке 3.6 представлена амплитудно-частотная характеристика устройства, определяемая выражением (3.21) при синусе угла переизлучения $\sin\alpha'$, соответствующем расчетному $\sin\alpha_0'$ на центральной частоте, т.е. при $\sin\alpha'=\sin\alpha_0'$. В качестве аргумента используется нормированная частота сигнала $\nu=\omega/\omega_0$.



a)

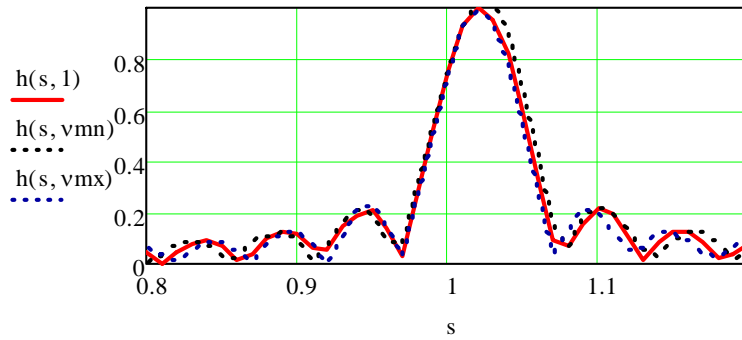


б)

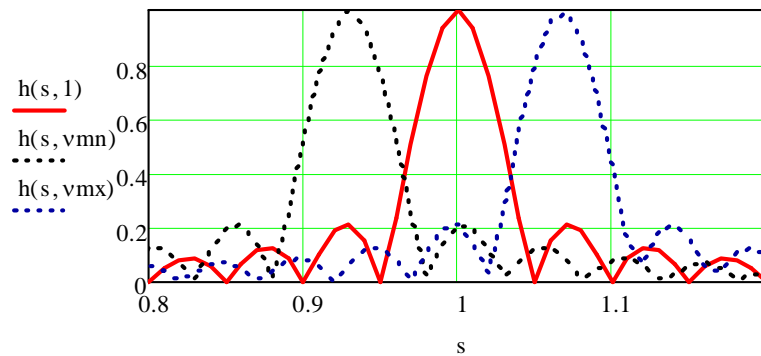


в)

Рисунок 3.4 – Полоса пропускания АЭУ $2\Delta v(B, n, \gamma)$ в зависимости от номера пространственного канала n при различных значениях параметра B преобразователей в сравнении с полосой пропускания (Δv_0) устройства с эквидистантными преобразователями при различном значении нормированной частоты гетеродина $\gamma=9$ (а), $\gamma=4$ (б) при $\omega'=\omega+\omega_r$ и $\gamma=0,8$ при $\omega'=\omega-\omega_r$ (в)



a)



б)

Рисунок 3.5 – Пространственная импульсная характеристика АЭУ с неэквидистантными (а) и с эквидистантными (б) преобразователями переизлучающей решетки на центральной ($h(s, 1)$), верхней ($h(s, v_{\max})$) и нижней ($h(s, v_{\min})$) граничных частотах полосы пропускания в зависимости от $s = \sin \alpha' / \sin \alpha_0'$

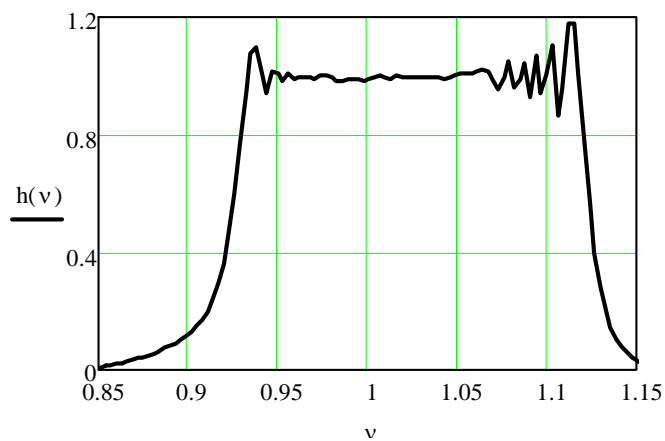


Рисунок 3.6 – Зависимость пространственной импульсной характеристики от девиации частоты принимаемого сигнала $h(v)$ при фиксированном направлении локации

Предложенное топологическое решение позволяет при различном соотношении частот и параметров приемной АР многолучевого прибора контроля и АЭУ обеспечивать пространственную обработку гидролокационных эхосигналов с высокой разрешающей способностью по дальности за счет существенного расширения полосы пропускания. В соответствии с выражением (3.31) и полученной зависимостью (рисунок 3.4) ширина полосы пропускания непосредственно связана с параметром B неэквидистантного преобразователя и при его увеличении, соответственно, происходит расширение относительной полосы АЭУ. Увеличение полосы пропускания до 40%–50% позволяет использовать короткие зондирующие импульсы, обеспечивает разрешающую способность по дальности в несколько сантиметров и существенно (в несколько раз) увеличивает информационную пропускную способность многолучевых приборов эхолокационного контроля на базе предложенного топологического решения для АЭУ пространственной обработки.

На рисунке 3.7 представлена огибающая выходного сигнала $g_d(t)$, полученная при использовании неэквидистантных преобразователей АЭУ в качестве фильтра сжатия. Показано изменение формы отклика в зависимости от предельного значения угла переизлучения $\sin\alpha_0'$. Анализ показал, что предельно допустимый в этом случае угол переизлучения следует выбирать в пределах $\sin\alpha_0' < 0,15$, что связано с изменением наклона дисперсионной характеристики преобразователя в соответствии с выражением (3.25) и соответствующим нарушением параметров для фильтра сжатия. При проектировании прибора контроля ограничение, накладываемое на максимальный угол переизлучения в АЭУ, можно обеспечить путем использования соответствующего масштабного коэффициента.

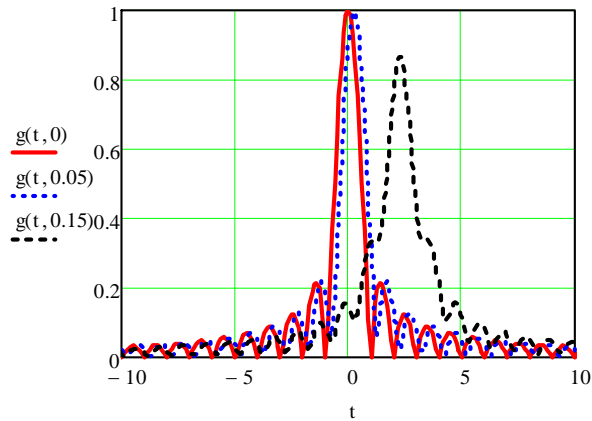


Рисунок 3.7 – Огибающая выходного сигнала фильтра сжатия в зависимости от $\sin\alpha_0'_{\max}=0; 0,05; 0,15$ (полоса нормирована, так что Δf равно единице)

3.3 Акустоэлектронное устройство с частотозависимым расстоянием между переизлучающей и считывающей решетками для обработки широкополосных сигналов многолучевых приборов контроля секторного и кругового обзора

Анализ частотных свойств АЭУ пространственной обработки сигналов приборов контроля с дуговой/кольцевой АР, проведенный в подразделе 1.7, показал, что изменение частоты принимаемого сигнала приводит к нарушению условия фокусировки переизлученной волны на элементах считывающей решетки. Этот эффект не позволяет использовать короткие широкополосные эхосигналы и ограничивает разрешающую способность прибора контроля по дальности. Рассмотрим возможность расширения полосы пропускания путем использования частотнозависимых расстояний между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей поверхностных волн в АЭУ. Таким образом, предлагается сделать расстояние L' зависящим от частоты принимаемого сигнала.

Для удобства дальнейших вычислений введем следующие обозначения для показателей экспоненты в выражении (1.47), описывающего распределение комплексных амплитуд по раскрытию АР:

$$\Psi_{AP}(\theta, \nu) = 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot \nu \cdot (1 - \cos \theta), \quad (3.36)$$

и в выражении (1.49) для опорной функции устройства обработки:

$$\Psi_{AЭУ}(\theta, \nu) = 6\pi \frac{R}{\lambda_0} \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\mu}{L'}\right)^2 \cdot \theta^2} - 1 \right). \quad (3.37)$$

Отклик АЭУ, в соответствии с выражением (1.50) и принятыми обозначениями (3.36) и (3.37) можно представить в упрощенном виде как:

$$h(\theta, \nu) = \int P(\theta) \cdot \exp(-j \cdot [\Psi(\theta, \nu)]) d\theta, \quad (3.38)$$

где $\Psi(\theta, \nu) = \Psi_{AP}(\theta, \nu) - \Psi_{AЭУ}(\theta, \nu)$.

Для расширения полосы пропускания прибора контроля необходимо обеспечить уменьшение зависимости показателя экспоненты в выражении (3.38) от относительной частоты принимаемого сигнала $\nu = \omega/\omega_0$. Определим зависимость расстояния L' между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей от относительной частоты принимаемого сигнала при котором выполняется условие:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial \nu} = 0. \quad (3.39)$$

Примем следующее обозначение – обработке сигнала с частотой, равной ожидаемой $\omega = \omega_0$, будет соответствовать расстояние между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей поверхностных волн $L' = L'_0$. Тогда, определив частные производные, входящие в выражение (3.39) в окрестностях точки $\nu = 1$, находим:

$$\frac{\partial L'}{\partial \nu} = -L'_0. \quad (3.40)$$

На основании полученного выражения (3.40) зависимость расстояния между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей поверхностных волн от относительной частоты сигнала может быть определена как:

$$L'(\nu) = L'_0 \cdot (2 - \nu). \quad (3.41)$$

Анализируя полученное выражение (3.41) можно сделать следующий вывод – с увеличением частоты сигнала происходит уменьшение, а с уменьшением

частоты— увеличение расстояния между переизлучающей и считывающей решетками преобразователей.

Чтобы реализовать полученную зависимость (3.41) предлагается использовать в качестве переизлучающей (или считывающей) решетки преобразователей решетку, состоящую из неэквидистантный преобразователя ПАВ с квадратичной фазовой характеристикой и линейным изменением частоты акустического синхронизма, аналогичную рассмотренной ранее в подразделе 3.2 (рисунок 3.8). В данном случае определим основные параметры неэквидистантного ВШП следующим образом.

Если дисперсионная характеристика преобразователя обладает наклоном $\mu_{\text{ВШП}}$, то исходя из выражения для времени задержки t_3' различных спектральных составляющих $t_3' = t_0' - (\omega' - \omega_0') / \mu_{\text{ВШП}}$, где t_0' соответствует L_0' , можно определить соответствующее расстояние между переизлучающими подрешетками и считывающей решеткой преобразователей ПАВ:

$$L' = L_0' - \frac{v'}{\mu_{\text{ВШП}}} \cdot \omega_0' \cdot (\gamma - 1) \cdot \Delta v'. \quad (3.42)$$

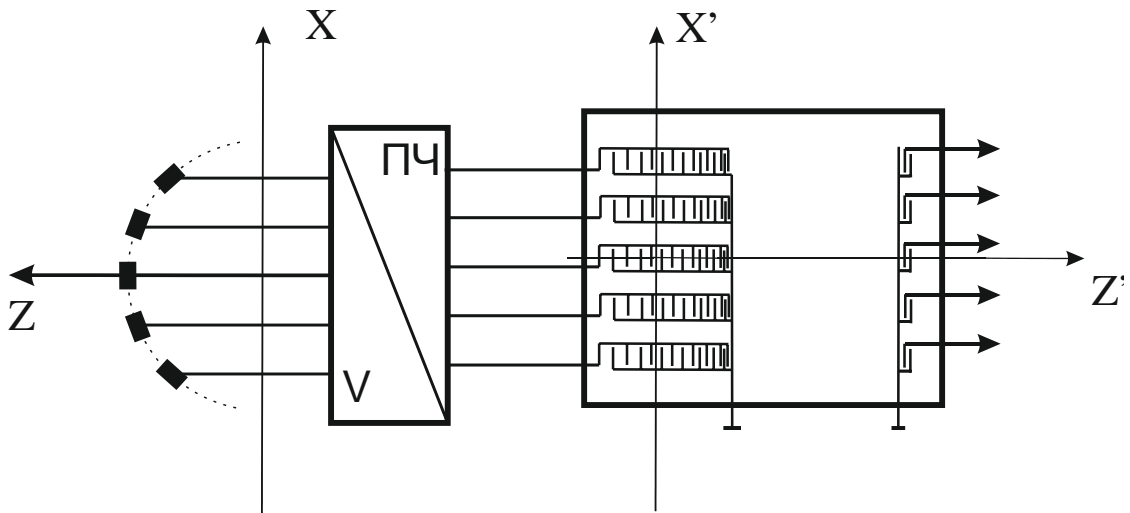


Рисунок 3.8 – Акустоэлектронное устройство с неэквидистантными ВШП для пространственной обработки сигналов дуговой антенной решетки

Сравнение выражений (3.42) и (3.41) позволяет определить требуемый наклон дисперсионной характеристики преобразователя:

$$\mu_{\text{ВШП}} = \frac{\omega_0}{t_0}, \quad (3.43)$$

где t_0 соответствует задержке сигнала на центральной частоте.

Для неэквидистантного преобразователя, исходя из определения $\mu_{\text{ВШП}} = 2 \cdot \Delta\omega / T$, длительность импульсной характеристики T можно определить как:

$$T = 2 \cdot \Delta\nu \cdot t_0. \quad (3.44)$$

Длина $L_{\text{ВШП}}'$ и база неэквидистантного преобразователя ПАВ $B = 2 \cdot \Delta\omega \cdot T / 2\pi$ с учетом (3.44) определяются следующим образом:

$$L_{\text{ВШП}}' = T \cdot \nu' = 2 \cdot \Delta\nu \cdot L_0' \quad (3.45)$$

и

$$B = \frac{1}{\gamma - 1} \cdot \xi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot (2 \cdot \Delta\nu)^2. \quad (3.46)$$

Для определения координат расположения штырей неэквидистантного преобразователя можно получить выражения аналогичные (3.11-3.13), связав параметры ВШП с полосой пропускания АЭУ. На основании полученных выражений (3.41) и (1.49), опорная функция АЭУ с линейной переизлучающей решеткой при реализации частотнозависимого расстояния может быть описана как:

$$W'(\theta, k') = \exp \left(j \cdot 6\pi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot (2 - \nu) \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{1}{3 \cdot (2 - \nu)^2} \cdot \theta^2} - 1 \right) \right). \quad (3.47)$$

Исходя из полученного выражения (3.47) отклик устройства обработки можно записать в виде:

$$h(\theta, k, k') = \int P(\theta) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \times \left[\frac{R}{\lambda_0} \cdot \nu \cdot (1 - \cos \theta) - 3 \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot (2 - \nu) \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{1}{3 \cdot (2 - \nu)^2} \cdot \theta^2} - 1 \right) \right]) d\theta. \quad (3.48)$$

На рисунке 3.9 приводится зависимость отклика устройства при изменении частоты принимаемого сигнала при фиксированном направлении локации, определяемого выражением (3.48). В качестве аргумента используется нормированная частота сигнала $\nu = \omega / \omega_0$.

При фиксированном направлении на источник эхосигнала выражение (3.48) позволяет произвести расчет полосы пропускания устройства обработки в зависимости волнового радиуса AP прибора контроля, который оказывает существенное влияние на итоговый результат (рисунок 3.10). Для сравнения приводятся результаты расчетов относительной полосы пропускания полученного устройства по сравнению с полосой АЭУ с линейной эквидистантной решеткой преобразователей.

Таким образом, введение в переизлучающую (или считывающую) решетку акустического процессора неэквидистантных преобразователей ПАВ позволяет обеспечить сохранение условия фокусировки переизлученной волны по оси Z ($\sin \alpha' = 0$) на элементах считывающей решетки при изменении частоты принимаемого сигнала.

Полученное выражение (3.48) аналогично выражению (1.50) для отклика АЭУ обработки сигналов AP с эквидистантной переизлучающей решеткой и отличается введением частотнозависимого расстояния L' , определяемого выражением (3.41).

Анализ показывает, что использование неэквидистантных преобразователей ПАВ в акустическом процессоре увеличивает полосу пропускания и информационную пропускную способность прибора контроля до двух раз (рисунок 3.10). Предложенное топологическое решение позволяет при различном соотношении частот и параметров приемной AP и АЭУ осуществлять пространственную обработку гидролокационных эхосигналов с относительной полосой до 40%, что обеспечивает высокую разрешающую способность по дальности многолучевых приборов контроля кругового и секторного обзора.

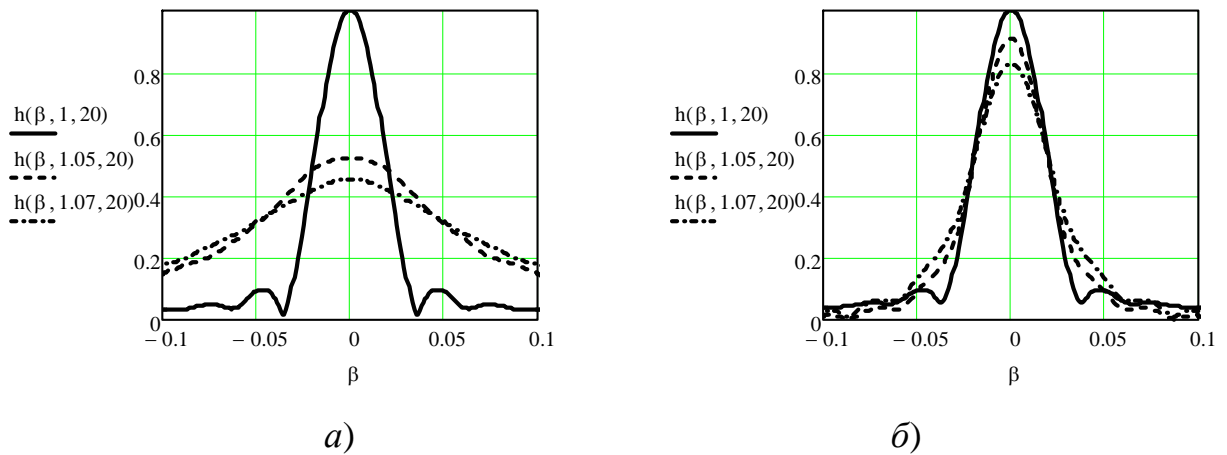


Рисунок 3.9 – Отклик АЭУ переизлучающей решеткой неэквидистантных ВШП $h(\beta, \nu)$ при относительной частоте гетеродина $\gamma = 1,2$ (а) и $\gamma = 6$ (б)

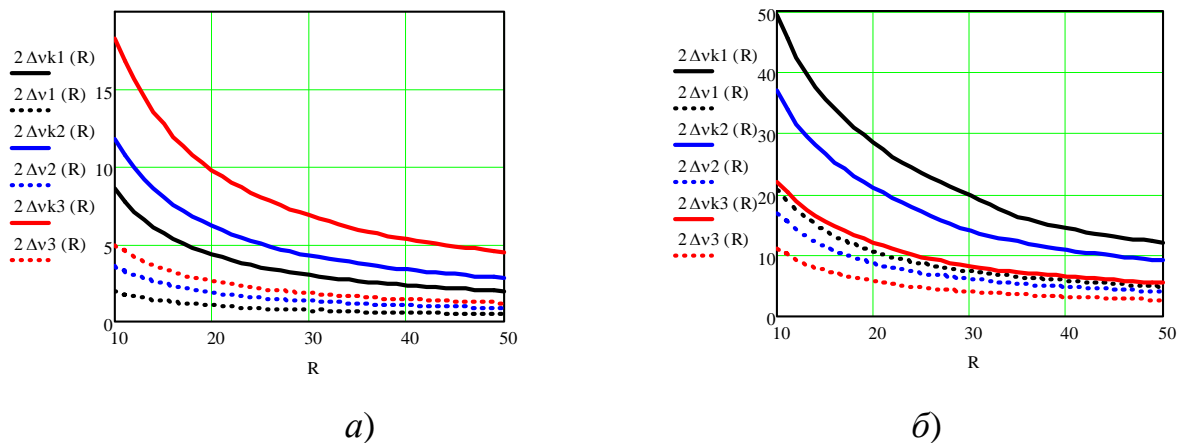


Рисунок 3.10 – Относительная полоса пропускания АЭУ с неэквидистантными преобразователями $2\Delta v_{k1,2,3}(R)$ по сравнению с полосой АЭУ с эквидистантными преобразователями $2\Delta v_{1,2,3}(R)$ при относительной частоте гетеродина $\gamma = 1,1$ ($2\Delta v_1$ и $2\Delta v_{k1}$), $\gamma = 1,2$ ($2\Delta v_2$ и $2\Delta v_{k2}$), $\gamma = 1,3$ ($2\Delta v_3$ и $2\Delta v_{k3}$) (а) и $\gamma = 11$ ($2\Delta v_1$ и $2\Delta v_{k1}$), $\gamma = 6$ ($2\Delta v_2$ и $2\Delta v_{k2}$), $\gamma = 3$ ($2\Delta v_3$ и $2\Delta v_{k3}$) (б)

3.4 Акустоэлектронное устройство с компенсацией углочастотной зависимости для расширения полосы пропускания многолучевых приборов контроля

Для компенсации углочастотной зависимости в многолучевых приборах контроля с линейными АР на базе АЭУ предлагается использовать не нулевые дифракционные максимумы считывающей и переизлучающей решеток преобразователей поверхностных волн [70, 71, 72]. Таким образом, изменение направления ПАВ можно скомпенсировать при использовании частотозависимых дифракционных максимумов ненулевого порядка считывающего преобразователя, выполненного в виде дифракционной решётки (рисунок 3.11). Новизна предложенного топологического решения для устройства пространственной обработки подтверждается патентом РФ №139809 [73].

При угловой координате источника α направление распространения переизлучённой волны α' в дифракционном максимуме порядка i в соответствии с выражением (1.18) определяется как:

$$\sin \alpha' = q_1 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega'} \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha + i \frac{\lambda'}{d'} \right), \quad (3.49)$$

где $q_1=1$ при $\omega'=\omega\pm\omega_r$ и $q_1=-1$ при $\omega'=\omega_r-\omega$.

Распределение поля на считывающем преобразователе, расположенном на оси η на расстоянии L' и под углом φ к переизлучающей решетке (рисунок 3.12), описывается выражением [74]:

$$Q(\eta) = \text{rect}\left(\frac{\eta - \eta_0}{D_\eta}\right) \cdot \exp(j \cdot \psi) \cdot \exp\left(j \cdot \omega_\eta \cdot (\eta - \eta_0)\right), \quad (3.50)$$

где η – текущая координата считывающего преобразователя,

$$\psi = -k' \cdot \frac{\cos \varphi}{\cos(\alpha' + \varphi)} \cdot L',$$

$$\omega_\eta = -k' \cdot \sin(\alpha' + \varphi),$$

$$\eta_0 = -k' \cdot \frac{\sin \alpha'}{\cos(\alpha' + \varphi)} \cdot L',$$

$$D_{\eta} = D' \cdot \frac{\cos \alpha'}{\cos(\alpha' + \varphi)}.$$

Чтобы минимизировать зависимость пространственной частоты на считывающей решетке ω_{η} от частоты принимаемого АР сигнала потребуем равенства нулю ее первой производной:

$$\frac{\partial \omega_{\eta}}{\partial \omega} = 0. \quad (3.51)$$

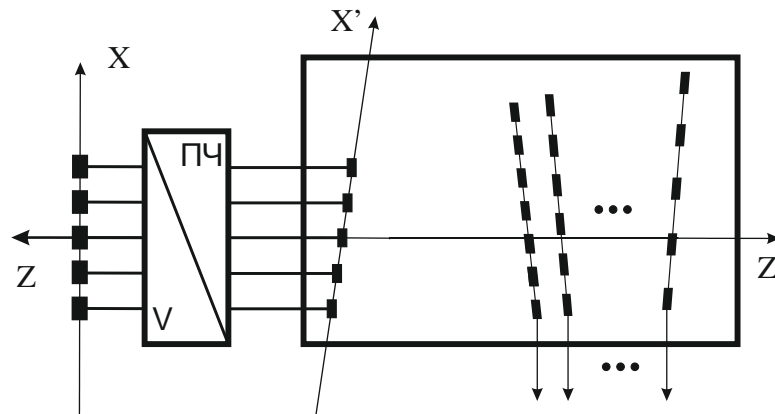


Рисунок 3.11 – Акустоэлектронное устройство с линейной переизлучающей решеткой и дифракционными считывающими преобразователями ПАВ

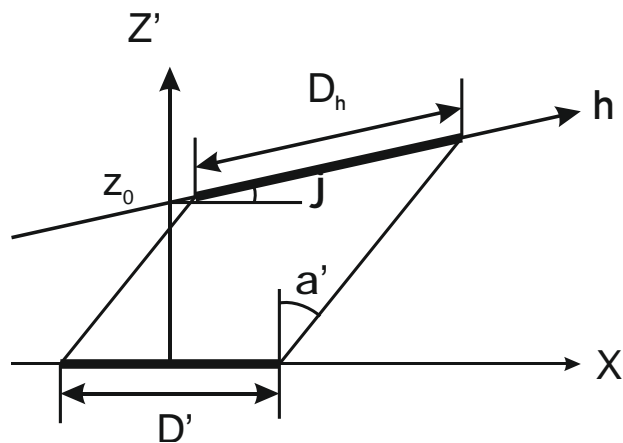


Рисунок 3.12 – Расположение оси считывающей решетки относительно оси переизлучающей решетки

С учетом частных производных, входящих в выражение (3.51) производная для пространственной частоты ω_η может быть представлена как:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \omega_\eta}{\partial \omega} &= \\ &= \frac{q}{v'} \cdot \left[-\sin(\alpha' + \varphi) + q_1 \cdot \cos(\alpha' + \varphi) \cdot \left(\left[1 - q_1 \cdot \frac{\omega'}{\omega} \right] \cdot \operatorname{tg} \alpha' + i \cdot q_1 \cdot \frac{\omega'}{\omega} \cdot \frac{\lambda'}{d' \cos \alpha'} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Для минимизации зависимости пространственной частоты ω_η от частоты принимаемого АР сигнала ω потребуем выполнение равенства (3.51), что обеспечивается при выборе:

$$\operatorname{tg}(\alpha' + \varphi) = \frac{\omega'}{\omega} \cdot \left[\left(\frac{\omega}{\omega'} - q_1 \right) \cdot \operatorname{tg} \alpha' + i \cdot \frac{\lambda'}{d' \cos \alpha'} \right] \quad (3.53)$$

Полученное условие (3.53) для заданных значений $\omega = \omega_0$ и $\alpha = \alpha_0$ выполняется при выборе угла φ , удовлетворяющего выражению:

$$\operatorname{tg}(\alpha'_0 + \varphi) = \left(1 - q_1 \cdot \frac{\omega'_0}{\omega_0} \right) \cdot \operatorname{tg} \alpha'_0 + i \cdot \frac{\omega'}{\omega} \cdot \frac{\lambda'}{d' \cos \alpha'_0} \quad (3.54)$$

с учетом выражения (3.49) можно записать:

$$\operatorname{tg}(\alpha'_0 + \varphi) = \operatorname{tg} \alpha'_0 - m_{dv} \cdot q_1 \cdot \frac{\sin \alpha_0}{\cos \alpha'_0} \quad (3.55)$$

или

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\operatorname{tg} \alpha'_0 - m_{dv} \cdot q_1 \cdot \frac{\sin \alpha_0}{\cos \alpha'_0} \right) - \alpha'_0. \quad (3.56)$$

При расположении плоскости считывания η под углом φ (рисунок 3.12), определяемым в соответствии с выражением (3.56), пространственная частота на считывающем преобразователе будет меньше зависеть от частоты принимаемого прибором контроля сигнала. Основной вклад будет определяться направлением α падения волны на линейную АР, что позволяет обеспечить частичную (без учета производных высокого порядка) компенсацию углочастотной зависимости.

Рассмотрим возможность выбора угла расположения считывающих преобразователей $\varphi = -\alpha'_0$. При этом $\omega_\eta = 0$, и для считывания может использоваться линейный преобразователь, расположенный вдоль нормали к направлению

распространения переизлучённой волны. Тогда, исходя из выражения (3.56) и (3.49), необходимо обеспечить выполнение следующего равенства:

$$m_{dv} \sin \alpha_0 = \sin \alpha'_0 = q_1 \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega'_0} \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha_0 + i \cdot \frac{\lambda'_0}{d'} \right). \quad (3.57)$$

Откуда можно получить выражение для необходимого дифракционного порядка:

$$i = \frac{d'}{\lambda'_0} \cdot \frac{q_1 \cdot \omega'_0 - \omega_0}{\omega'_0} \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha_0. \quad (3.58)$$

С учетом принятых обозначений можно записать следующее равенство:

$$\frac{d'}{\lambda'_0} \cdot m_{dv} = \frac{d}{\lambda_0} \cdot \frac{\omega'_0}{\omega_0}, \quad (3.59)$$

позволяющее установить связь между дифракционным порядком, описываемым выражением (3.58), и параметрами линейной АР следующим образом:

$$i = \frac{d}{\lambda_0} \cdot \left(q_1 \cdot \frac{\omega'_0}{\omega_0} - 1 \right) \cdot \sin \alpha_0 \quad (3.60)$$

Выражение (3.60) определяет выбор i -ого дифракционного максимума переизлучающей решетки, который обеспечивает минимизацию зависимости пространственной частоты на считывающем преобразователе, расположенном под углом $\varphi = -\alpha'_0$, от частоты принимаемого сигнала. Так как $\sin \alpha_0 < 1$ и $d/\lambda_0 < 1$, то для получения значения порядка дифракции $|i| \geq 1$ необходимо обеспечить $\omega'_0/\omega_0 > 1$. Таким образом, АЭУ с такой топологией построения может быть использовано только для обработки низкочастотных сигналов, но для сохранения значения i постоянным во всем секторе обзора необходимо обеспечить индивидуальный выбор частоты гетеродина для каждого направления прихода сигнала. Кроме этого, при преобразовании частоты принимаемых сигналов вверх, порядок дифракции может стать достаточно высоким (то есть $|i| \gg 1$), что приведет к уменьшению числа пространственных каналов в АЭУ и, соответственно, существенно ухудшит разрешающую способность прибора гидролокационного контроля по углу.

Альтернативным решением является отказ от условия $\omega_\eta = 0$ и выбор угла расположения считывающего преобразователя в соответствии с выражением

(3.56) для необходимого дифракционного порядка i . Исходя из выражения (1.16) в плоскости считывания для обеспечения максимального отклика необходимо реализовывать функцию вида $\exp(-j \cdot \eta \cdot \omega_\eta)$ с последующим интегрированием сигнала. Реализовать такой алгоритм обработки весьма затруднительно. Поэтому предлагается осуществить дискретизацию выходного распределения с шагом:

$$d_\eta = \frac{2\pi \cdot m_\eta}{|\omega_{\eta 0}|}, \quad (3.61)$$

где m_η - целое число, $\omega_{\eta 0}$ - пространственная частота в плоскости считывания, соответствующая ω_0 :

$$\omega_{\eta 0} = \frac{\omega'_0}{v'} \cdot \sin(\alpha'_0 + \varphi) \quad (3.62)$$

Выходной сигнал при этом описывается функцией Дирихле (периодическим кардинальным синусом) вида:

$$\begin{aligned} I(\omega_\eta) &= e^{j\psi_0} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{\eta - \eta_0}{D_\eta}\right) \cdot \text{comb}\left(\frac{\eta - \eta_0}{d_\eta}\right) \cdot e^{j\omega_\eta \cdot (\eta - \eta_0)} d\eta = \\ &= e^{j\psi_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{D_\eta}{2\pi} \cdot \left(\omega_\eta - n \frac{2\pi}{d_\eta}\right)\right) = e^{j\psi_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{D_\eta}{2\pi} \cdot \left(\omega_\eta - \frac{n}{m_\eta} \omega_{\eta 0}\right)\right). \end{aligned} \quad (3.63)$$

Бесконечные пределы индекса суммирования в этом выражении имеют формальный характер; физический смысл имеет интервал пространственных частот, ограниченный значениями $|\omega_\eta| = \omega' / v'$.

Наличие периодической структуры главных максимумов в выражении (3.63) приводит к возможной неоднозначности результата. Рассмотрим условия однозначного определения угловой координаты в таком устройстве. Для этого необходимо, чтобы возможная полоса пространственных частот $\Delta\omega_\eta$ не превышала интервал между дифракционными максимумами, равный $\omega_{\eta 0} / m_\eta$. Очевидно, что наибольшее расстояние между дифракционными максимумами считывающей решетки будет достигаться при выборе значения $m_\eta = 1$. Выбор более высокого номера дифракционного порядка для считывающего преобразователя приведет к уменьшению полосы пространственных частот, то есть для считывающего преобразователя должен быть использован шаг

дискретизации выходного распределения $d_{\eta}=2\pi/|\omega_{\eta 0}|$. В этом случае номер дифракционного максимума переизлучающей решетки можно определить исходя из необходимого условия однозначности считывания, которое можно представить как $D\omega_{\eta}<\omega_{\eta 0}$, или:

$$\left| \frac{\partial \omega_{\eta}}{\partial \sin \alpha} \right| \cdot \Delta \sin \alpha < |\omega_{\eta 0}|. \quad (3.64)$$

Определив частную производную, входящую в выражение (3.64) и приняв $|\Delta \sin \alpha|_{\max}=2 \cdot \sin \alpha_{\max}$, получаем неравенство:

$$2 \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha_{\max} \cdot \frac{\omega_{\max}}{\omega_0} \cdot \left| \frac{\cos(\alpha'_0 + \varphi)}{\cos \alpha'_0} \right| < |\sin(\alpha'_0 + \varphi)|. \quad (3.65)$$

С учётом (3.49) полученное неравенство (3.65) приводится к виду:

$$2 \cdot m_{dv} \cdot \frac{\omega_{\max}}{\omega_0} \cdot \sin \alpha_{\max} < \left(q_1 \cdot \frac{\omega_0}{\omega'_0} - 1 \right) \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha_0 + i \cdot q_1 \cdot \frac{\lambda'_0}{d'}. \quad (3.66)$$

При этом для нахождения необходимого дифракционного порядка i учтем, что для выражения вида $|a \pm b| > c$ справедливо $|a| > |b| + c$. Отсюда может быть найдено условие для выбора необходимого порядка дифракционного максимума переизлучающей решётки:

$$|i| > \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin \alpha_{\max} \cdot \left(\frac{2 \cdot \omega_{\max}}{\omega_0} + \left| q_1 - \frac{\omega'_0}{\omega_0} \right| \right). \quad (3.67)$$

Выполнение условия, описываемого выражением (3.67), обеспечивает однозначность определения угловой координаты за счет отсутствия в секторе углов переизлучения ПАВ в i -ом дифракционном максимуме (при изменении частоты и углового положения принимаемого сигнала) дифракционных максимумов считывающей решетки кроме первого.

Таким образом, считывающие преобразователи расположены под углами φ , обеспечивающими формирование дифракционных максимумов первого порядка в направлениях дифракционных максимумов i -ого порядка переизлучающей решетки преобразователей. Максимальный отклик формируется на одном из выходов считывающих преобразователей, соответствующим направлению

принимаемого сигнала α_0 . При этом распределение сигналов по считывающим преобразователям практически не зависит от частоты принимаемого сигнала, а определяется направлением α_0 .

Для реализации устройства с использованием выбранного в соответствии с (3.67) дифракционного порядка переизлучающей решётки следует обеспечить требуемые угловые координаты преобразователей с учётом соотношений (3.49) и (3.56). Кроме того, необходимо потребовать, чтобы дифракционные максимумы других порядков не участвовали в формировании поля на считывающих преобразователях. Для этого можно использовать пространственное разделение дифракционных порядков, а также соответствующую ориентацию парциальных диаграмм направленности элементов переизлучающей решётки.

Необходимым условием здесь является существенное превышение углового расстояния между дифракционными максимумами над рабочим диапазоном углов переизлучения $\lambda'/d' \gg (\sqrt{|\sin \alpha'|} / \sqrt{|\sin \alpha|}) \cdot \sin \alpha_{\max}$. Отсюда следует, что в заданном диапазоне частот должно выполняться неравенство $(\omega/\omega') \cdot m_{dv} \cdot \sin \alpha_{\max} \ll (\lambda'/d')$, или

$$\frac{d}{\lambda_{\min}} \ll \frac{1}{\sin \alpha_{\max}}, \quad (3.68)$$

которое представляет собой обычное условие однозначного формирования главного лепестка диаграммы направленности в заданном секторе обзора многолучевого прибора контроля с линейной АР.

При выполнении неравенств (3.67) и (3.68) можно считать, что на считывающем преобразователе, расположенном под углом φ , с точностью до фазового множителя формируется распределение вида:

$$\begin{aligned} h(\omega_\eta) &= \text{sinc} \left[\frac{D_\eta}{2\pi} \cdot (\omega_\eta - \omega_{\eta 0}) \right] = \\ &= \text{sinc} \left[\frac{D}{\lambda_0} \cdot \frac{1}{m_{dv}} \cdot \frac{\omega'_0}{\omega_0} \cdot \frac{\cos(\alpha')}{\cos(\alpha' + \varphi)} \cdot \left\{ \frac{\omega'}{\omega'_0} \cdot \sin(\alpha') - \sin(\alpha'_0) \right\} \right]. \end{aligned} \quad (3.69)$$

Так как пространственная частота ω_η является функцией частоты и угла падения принимаемого сигнала, исследуем зависимость модуля выражения (3.69)

от расстройки по углу при фиксированной частоте принимаемого сигнала ω_0 .
Определив частную производную:

$$\frac{\partial \omega_\eta}{\partial \sin \alpha} = -qm_{dv} \frac{\omega_0}{v'} \frac{\cos(\alpha'_0 + \varphi)}{\cos \alpha'_0} \quad (3.70)$$

и апертуру пучка на считывающем преобразователе

$$D_\eta = \frac{D}{\lambda_0} \frac{2\pi}{m_{dv}} \frac{v'}{\omega_0} \frac{\cos \alpha'_0}{\cos(\alpha'_0 + \varphi)}, \quad (3.71)$$

получаем (с учётом чётности кардинального синуса) следующий результат:

$$|h(\omega_0, \alpha)| \cong \text{sinc} \left(\frac{D}{\lambda_0} \cdot \Delta \sin \alpha \right), \quad (3.72)$$

описывающий диаграмму направленности прибора контроля с линейной АР.

Аналогично рассмотрим влияние изменения частоты при заданном угле падения сигнала. В соответствующем разложении в ряд ограничимся квадратичным членом (так как $\partial \omega_\eta / \partial \omega = 0$) для чего найдём:

$$\frac{\partial^2 \omega_\eta}{\partial \omega^2} = \frac{1}{v \cdot \omega'_0} \cdot \frac{\sin \varphi}{\cos^3 \alpha'_0} \cdot (m_{dv} \cdot \sin \alpha_0 - \sin \alpha'_0)^2. \quad (3.73)$$

Тогда модуль пространственной импульсной характеристики устройства при изменении частоты может быть определен выражением:

$$|h(\omega, \alpha_0)| \cong \text{sinc} \left[\frac{D}{\lambda_0} \cdot \frac{1}{2m_{dv}} \cdot \frac{\omega_0}{\omega'_0} \cdot \frac{\sin \varphi}{\cos^2 \alpha_0 \cdot \cos(\alpha'_0 + \varphi)} \cdot (m_{dv} \cdot \sin \alpha_0 - \sin \alpha'_0)^2 \cdot \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right)^2 \right], \quad (3.74)$$

соответственно полоса пропускания (по уровню 0,707) равна:

$$2 \cdot \Delta \nu \cong \frac{2,784}{(m_{dv} \cdot \sin \alpha_0 - \sin \alpha'_0) \cdot \sqrt{\left| \frac{D}{\lambda_0} \cdot \frac{1}{2m_{dv}} \cdot \frac{\omega_0}{\omega'_0} \cdot \frac{\sin \varphi}{\cos^2 \alpha_0 \cdot \cos(\alpha'_0 + \varphi)} \right|}}. \quad (3.75)$$

В соответствии с полученным выражением (3.75) на частотные свойства АЭУ существенное влияние оказывает отношение частот ω_0/ω'_0 , определяемое частотой гетеродина, отношение d/λ_0 и число элементов АР.

Так как выбор порядка дифракционного максимума (3.67) зависит от отношения ω'_0/ω_0 , то использование АЭУ с такой топологией в задачах гидролокационного многолучевого контроля приведет к существенному уменьшению угловой разрешающей способности. Поэтому акустический процессор, использующий дифракционные максимумы переизлучающей и считывающей решеток, является примером разработки новой элементной базы для приборов, работающих с высокочастотными зондирующими сигналами. На рисунке 3.13 представлена зависимость полосы пропускания такого устройства обработки от числа элементов и относительной частоты гетеродина.

В качестве примера рассмотрим обработку сигналов АР с числом элементов $N_0=30$ и сектором обзора $2 \cdot \alpha_{\max} = 120^\circ$ АЭУ с преобразованием частоты вниз вида $\omega' = \omega - \omega_r$ и относительной частотой гетеродина $\gamma = 0,8$. На рисунке 3.14 представлена зависимость углов размещения считывающих преобразователей φ от направления падения волны α . Следует отметить, что возможные значения углов φ находятся в пределах от $0,96^\circ$ до минус $0,96^\circ$, то есть мало изменяются в секторе углов обзора АР. На рисунке 3.15 показано, что в соответствии с условием (3.51), пространственная частота имеет экстремум при $\nu=1$. Направление дифракционных максимумов считывающих решеток определяется не их угловым расположением, а шагом d_η (рисунок 3.16).

Отклик АЭУ при выполнении условия однозначности (3.67) показан на рисунке 3.17 (а). При выборе дифракционного максимума переизлучающей решетки произвольно (в качестве примера $i=1$), происходит нарушение условия однозначного определения направления на источник сигнала и возникновение добавочных максимумов (рисунок 3.17, б). Следует отметить, что при уменьшении сектора обзора АР и, как следствие, сектора углов переизлучения, влияние соседних дифракционных максимумов можно исключить, однако в общем случае необходимо проверять однозначность.

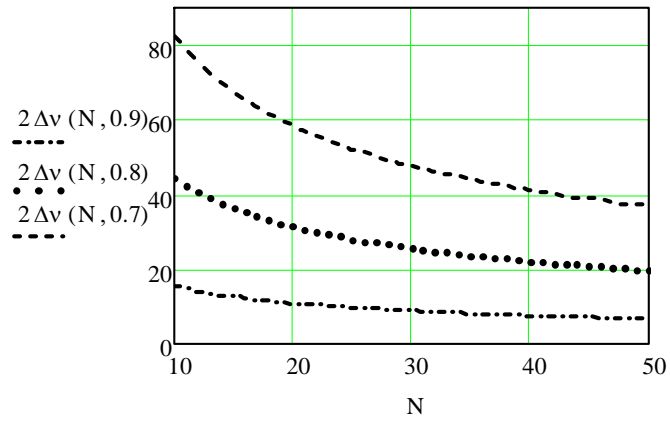


Рисунок 3.13 – Зависимость полосы пропускания $2\Delta v(\gamma, N_0)$ (в процентах) для АЭУ с компенсацией углочастотной зависимости при $\gamma=0,7;0,8;0,9$

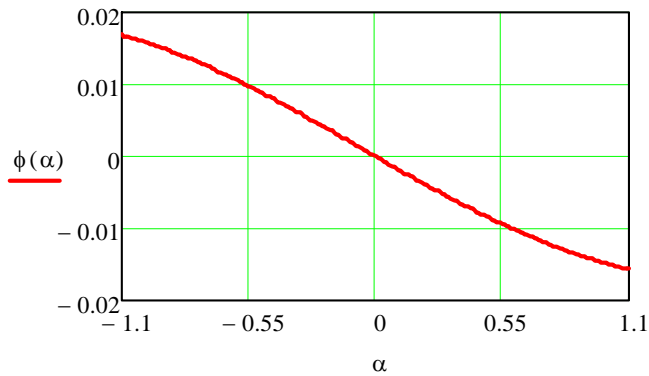


Рисунок 3.14 – Зависимость угла наклона считывающих преобразователей от направления падения волны на АР во всем секторе обзора

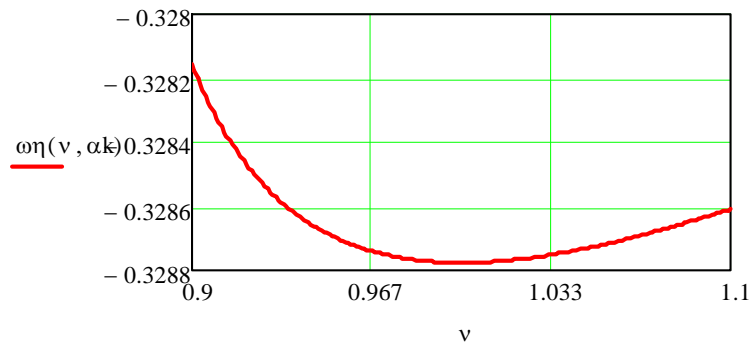


Рисунок 3.15 – Зависимость пространственной частоты на считывающем преобразователе от относительной частоты сигнала

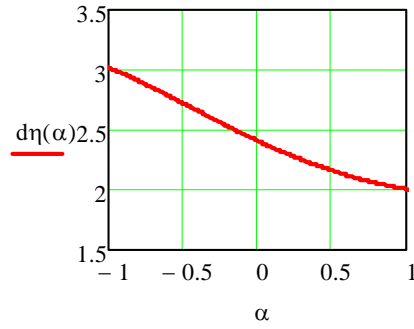
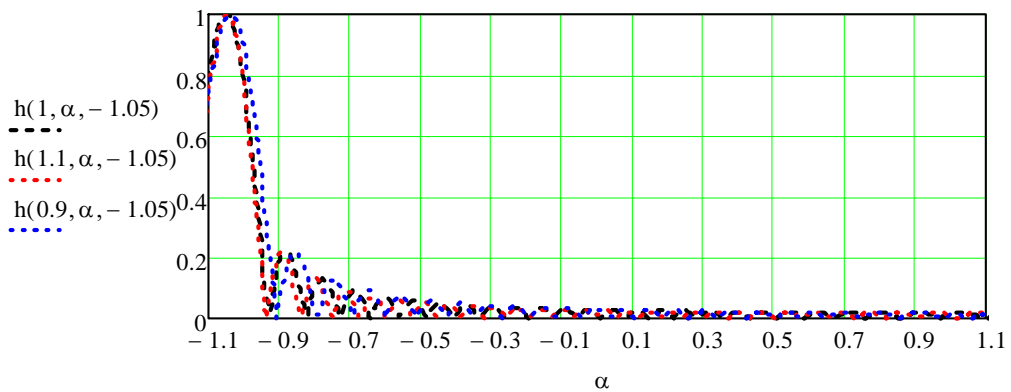
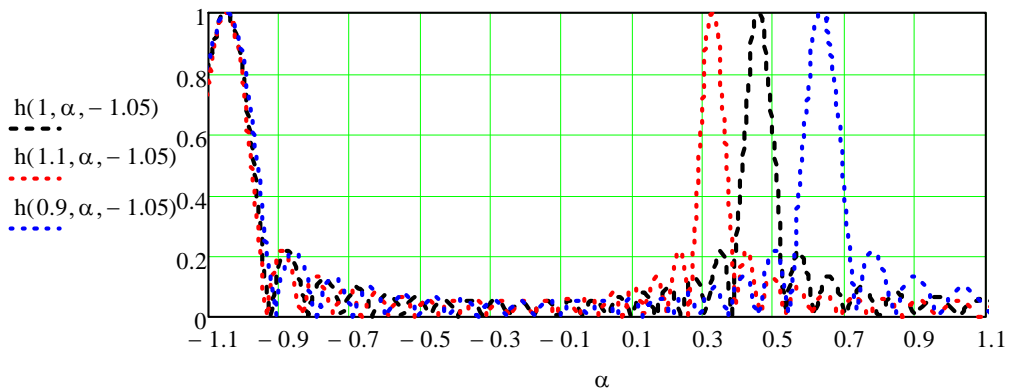


Рисунок 3.16 – Зависимость шага дискретизации считывающей решетки (с точностью до множителя λ') от направления падения волны на АР



а)



б)

Рисунок 3.17 – Отклик АЭУ с компенсацией углочастотной зависимости $h(v, \alpha)$ при $\alpha_0 = -1$ рад для различных значений частоты принимаемого сигнала $\omega_{\min} = 0,9 \cdot \omega_0$, $\omega_{\max} = 1,1 \cdot \omega_0$ при выполнении условия однозначности, определяющем $i=2$, во всем секторе обзора (а) и при нарушении условия однозначности $i=1$ (б)

Рисунок 3.18 показывает влияние использования ненулевого дифракционного максимума переизлучающей решетки на разрешающую способность АЭУ: для АР с 30 элементами с сектором обзора 120° , разрешающая способность по углу составит $6,5^\circ$ (или 0.115 рад), а число пространственных каналов – 19.

В результате применения АЭУ с компенсацией углочастотной зависимости удается достичь существенного расширения полосы пропускания устройств, работающих с преобразованием частоты вниз, но с учетом ограничивающих факторов, связанных с использованием дифракционных максимумов, полоса пропускания достигает 20-30%.

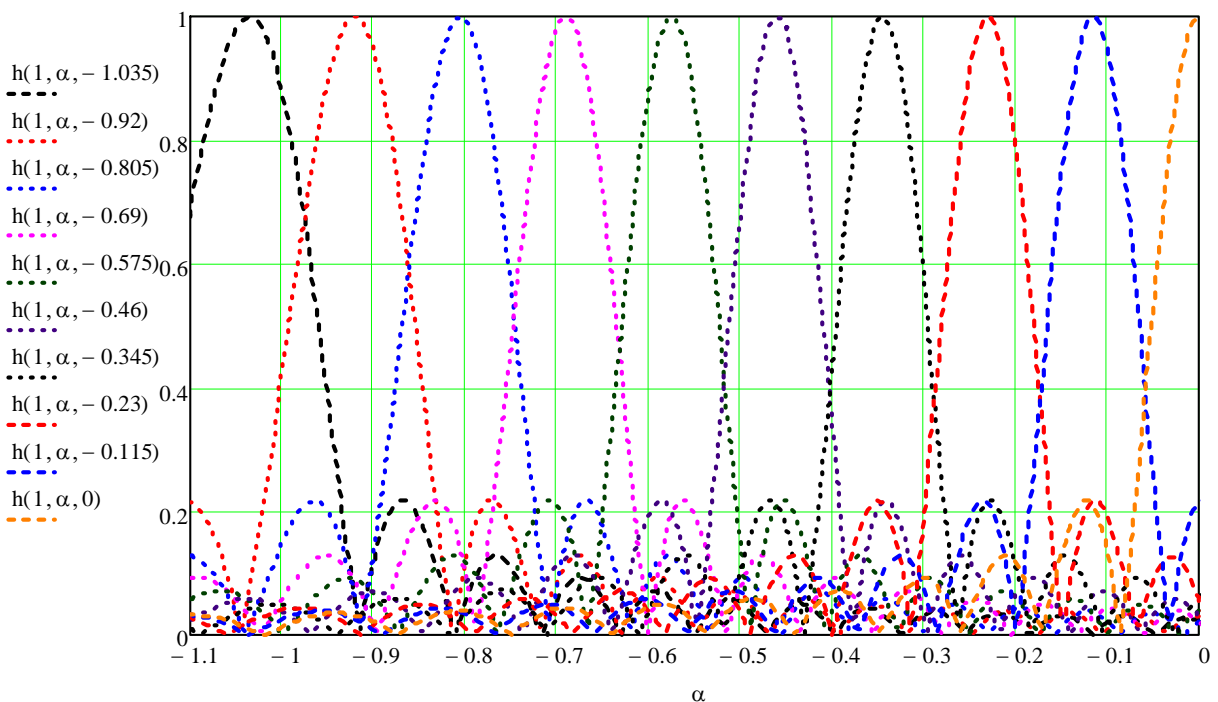


Рисунок 3.18 – Пространственные каналы устройства обработки в половине сектора обзора

3.5 Выводы по третьему разделу

Полоса пропускания многолучевого эхолокатора существенно влияет на его информационную пропускную способность и является одним из ключевых факторов, определяющих его разрешающую способность по дальности. Анализ полосы пропускания многолучевых приборов контроля на базе АЭУ, представленный в первом разделе, показал, что при работе с масштабированием по частоте данные устройства становятся узкополосными из-за проявления углочастотной зависимости при работе с приемными линейными АР и нарушения фокусировки волн при работе с дуговыми или кольцевыми АР. Рассмотрено несколько топологий построения широкополосных устройств пространственной обработки на основе узкополосных АЭУ. Выявлены их основные недостатки – громоздкость устройства параллельной обработки и ограниченная применимость устройств с преобразованием временного масштаба в приборах контроля с высокой разрешающей способностью по углу.

В данном разделе предложено два топологических решения, позволяющих расширить полосу пропускания приборов контроля на базе АЭУ за счет построения переизлучающих и считывающих решёток преобразователей акустических процессоров. Первым вариантом является использование частотозависимой апертуры, обеспечивающей сохранение углового направления переизлученной волны для линейной АР или условия фокусировки для дуговой АР при изменении частоты принимаемого сигнала. Результаты расчетов показывают эффективность применения данного топологического решения для расширения полосы пропускания устройств пространственной обработки сигналов гидролокационного диапазона. Предложенное АЭУ позволяет расширить полосу пропускания до 40%, что обеспечивает разрешающую способность по дальности до нескольких сантиметров за счет использования коротких зондирующих сигналов, а также существенно увеличивает информационную пропускную способность (в два и более раза) приборов

многолучевого контроля на его основе. При этом влияние на полосовые свойства АЭУ оказывает параметр $B=2 \cdot \Delta f \cdot T$ переизлучающей решетки преобразователей. Показано, что наиболее выгодным является вариант преобразования частоты $\omega' = \omega \pm \omega_r$.

Использование в АЭУ обработки сигналов линейной АР переизлучающей решетки неэквидистантных преобразователей ПАВ позволяет осуществить временное сжатие принимаемого сигнала. При этом изменение наклона дисперсионной характеристики преобразователей при не осевом излучении накладывает ограничение на максимально возможный сектор углов переизлучения акустической волны в устройстве.

Предложена топология построения АЭУ, в которой используются дифракционные максимумы считывающей решетки преобразователей ПАВ, обеспечивающие компенсацию изменения угла распространения переизлученной волны при изменении частоты принимаемого АР сигнала. Данный акустический процессор позволяет существенно увеличить полосу пропускания и является примером расширения функциональных возможностей устройств пространственной обработки, реализующих метод восстановления волнового фронта.

На основе полученных соотношений проведены расчеты откликов устройства, показывающие эффективность данного топологического решения для построения переизлучающей и считывающей решетки, обеспечивающего компенсацию углочастотной зависимости и, как следствие, увеличивающего информационную пропускную способность и разрешение по дальности многолучевых приборов контроля.

4 УВЕЛИЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ КРУГОВОГО И СЕКТОРНОГО ОБЗОРА

4.1 Постановка задачи

В подразделе 1.6 рассмотрено устройство обработки эхосигналов, использующее полуторазаходную адресацию сигналов для сохранения пространственной импульсной характеристики во всем секторе обзора кольцевой АР. Использование в данном АЭУ частотозависимой переизлучающей решетки (подраздел 3.3) позволяет увеличить полосу пропускания и улучшить разрешающую способность по дальности ГКО на его основе. Но при фиксированном размере подложки акустического процессора данная топология приводит к уменьшению общего числа элементов обработки N_0 , что ухудшает разрешающую способность по углу и ограничивает информационную пропускную способность прибора контроля.

В подразделе 2.3 предложены схемотехнические решения, позволяющие увеличить число элементов переизлучающей решетки АЭУ, и, как следствие, обеспечивающие высокую разрешающую способность по углу за счет использования многоэлементных АР. Однако рассмотренные варианты группировки элементов АР в подрешетки не могут применяться для акустических процессоров обработки сигналов дуговых и кольцевых АР, так как работа данных устройств связана с фокусировкой переизлученных волн, что не позволяет размещать переизлучающую и считывающую решетки на нескольких подложках.

Таким образом, необходимо разработать новую топологию построения акустических процессоров, обеспечивающих пространственную обработку широкополосных эхосигналов, принимаемых многоэлементными кольцевыми АР.

Построение рассмотренных ранее устройств пространственной обработки эхосигналов основывалось на предположении об объекте контроля как источнике эхосигнала, находящемся в дальней зоне приемной антенны. Для расширения

функциональных возможностей и информационной пропускной способности многолучевых приборов контроля предлагается рассмотреть вариант построения АЭУ обработки коротких широкополосных сигналов (с полосой до 40%) с высокой разрешающей способностью по углу и приходящих с различных дальностей.

Разработка АЭУ, позволяющего за время одного прохода широкополосного зондирующего импульса получить информацию из ближней и дальней зоны АР многолучевого прибора контроля, расширит возможности практического использования данного класса устройств [75, 76, 77].

4.2 Увеличение информационной пропускной способности многолучевых приборов кругового обзора за счет числа элементов и расширения полосы пропускания

Для увеличения информационной пропускной способности многолучевых приборов кругового обзора предлагается топология акустического процессора с расположением элементов переизлучающей решетки по дуге окружности. Предложенное топологическое решение обеспечивает обработку сигналов кольцевой АР в секторе обзора 360° без использования адресной избыточности [78, 79]. Однозначная связь элементов АР с элементами переизлучающей решетки, позволяет на 50% увеличить число элементов N_0 за счет отсутствия полуторазаходной адресации и, как следствие, улучшить разрешающую способность по углу и информационную пропускную способность ГКО. Считывающая решетка преобразователей располагается по концентрической окружности меньшего радиуса (рисунок 4.1). Новизна предложенного топологического решения подтверждена патентом РФ № 127943 [78].

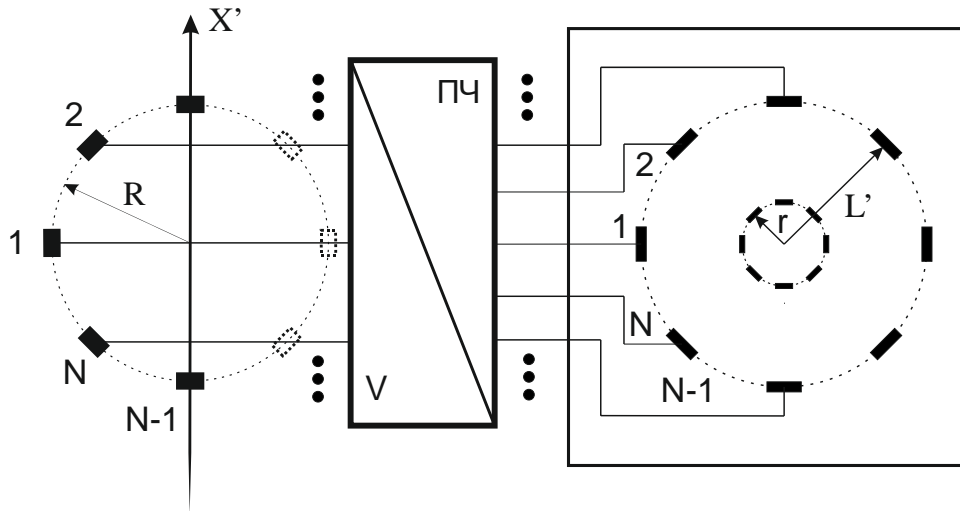


Рисунок 4.1 – Акустоэлектронное устройство с круговой переизлучающей решеткой преобразователей ПАВ

В преобразователе частоты можно обеспечить сохранение или изменение знака фазового распределения принятого АР эхосигнала. При выборе частоты обработки $\omega' = \omega_r - \omega$ обеспечивается синфазное суммирование поверхностных волн по внешней стороне области считывания. При выборе $\omega' = \omega \pm \omega_r$ обеспечивается фокусировка волн по внутренней стороне. Но в этом случае считывающая решетка преобразователей, расположенная по окружности, будет мешающим фактором для фокусировки волны. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать вариант преобразования частоты, обеспечивающий переворот фазового фронта принимаемого сигнала.

Опорная функция, реализуемая АЭУ, может быть представлена в виде:

$$W'(k', \theta) = \exp \left[j \cdot 2\pi \cdot \frac{L'}{\lambda'} \cdot \left(\sqrt{1 + c^2 - 2c \cdot \cos \theta} - (1 - c) \right) \right], \quad (4.1)$$

где L' – радиус дуги окружности, на которой расположены преобразователи переизлучающей решетки, r – радиус дуги окружности, на которой расположены преобразователи считывающей решетки, c – относительный радиус считывающей решетки $c = r/L'$, θ – угол между угловой координатой элемента АР и углом падения волнового фронта (рисунок 1.11).

Отклик устройства с учетом полученной ранее функции (1.29), описывающей распределение комплексных амплитуд в раскрыве АР, равен:

$$h(\theta, k, k') = \int P(\theta) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot \left[\frac{R}{\lambda} \cdot (1 - \cos \theta) - \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot (\sqrt{1 + c^2 - 2c \cdot \cos \theta} - (1 - c)) \right]) d\theta. \quad (4.2)$$

Для определения связи между параметрами АЭУ и АР необходимо сопоставить выражения (4.1) для опорной функции, реализуемой в устройстве обработке, с выражением, описывающим поле в раскрыве антенны (1.29).

Для этого необходимо произвести разложение в ряд показатель экспоненты выражения (4.1), аналогично тому, как это было сделано ранее для АЭУ с линейной переизлучающей решеткой в подразделе 1.6. С учетом только первых членов разложение в ряд выражения для опорной функции дает следующий результат:

$$W'(\theta, \nu) = 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot [a_3 \cdot \theta^2 + b_3 \cdot \theta^4], \quad (4.3)$$

где коэффициенты a_3 и b_3 определяются:

$$a_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{1 - c}, b_3 = -\frac{1}{24} \cdot \frac{c + c^2 + c^3}{(1 - c)^3}. \quad (4.4)$$

Для определения связи параметров, входящих в выражение (4.3), рассмотрим пространственную импульсную характеристику с целью ее максимизации в направлении прихода сигнала:

$$h(\theta) = \int P(\theta) \cdot \exp(-j[a \cdot \theta^2 + b \cdot \theta^4]) d\theta, \quad (4.5)$$

где a и b определяются:

$$a = \pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \left[1 - \frac{\xi \cdot c}{1 - c} \right], b = \frac{\pi}{12} \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \left[\xi \cdot \frac{c + c^2 + c^3}{(1 - c)^3} - 1 \right]. \quad (4.6)$$

Максимум функции (4.5) обеспечивается при выборе $a=0$, $b=0$, что приводит к необходимости обеспечить реализацию АЭУ с параметрами $\xi=\infty$ и $c=r/L'=0$, что физически невозможно. Если считать параметр a заданным, то значение b , минимизирующее показатель экспоненты функции (4.17), определяется выражением:

$$b = -\frac{9}{7} \cdot \frac{a}{\theta_{\max}^2}. \quad (4.7)$$

С учетом значений коэффициентов a и b , входящих в выражение (4.7), зависимость между волновыми размерами АЭУ и АР определяется как:

$$\xi = \frac{(1-c)^3}{c - \left(2 \cdot \frac{9}{7} \cdot \frac{12}{\theta_{\max}^2} + 1\right) \cdot \left(\frac{9}{7} \cdot \frac{12}{\theta_{\max}^2} - 1\right)^{-1} \cdot c^2 + c^3}. \quad (4.8)$$

Так как в выражении (4.5), описывающим отклик устройства, присутствует множитель $P(\theta)$, связанный с собственной диаграммой направленности элементов АР, то выбор угла θ оказывается неопределенным. Для предельного случая $\theta_{\max} = \pi/2$ выражение (4.8) упрощается следующим образом:

$$\xi \approx \frac{1}{c}. \quad (4.9)$$

С учетом выражения (4.9) радиус расположения считывающей решетки преобразователей определяется выражением:

$$\frac{r}{\lambda'} = \frac{R}{\lambda}. \quad (4.10)$$

Таким образом, волновое значение радиуса окружности, на которой расположена считывающая решетка преобразователей ПАВ однозначно определяется волновыми размерами АР.

Так как физическая реализация АЭУ с бесконечно большим радиусом дуги окружности, на которой расположена переизлучающая решетка преобразователей, невозможна, то предлагается определить значение L' исходя из допустимого снижения отклика устройства. На рисунке 4.2 показано нормированное пиковое значение отклика устройства.

В качестве максимального для сравнения выбирается значение, достижимое при реализации опорной функции устройства комплексно сопряженной с полем в раскрыте антенны. При выбранном для расчетов значении радиуса расположения элементов переизлучающей решетки L' от $700 \cdot \lambda'$ до $2000 \cdot \lambda'$, потери не превышают минус 3 дБ для малых АР.

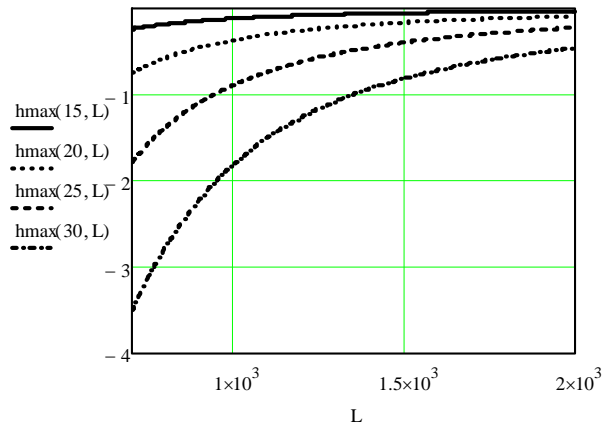


Рисунок 4.2 – Уменьшение отклика в максимуме пространственной импульсной характеристики (в дБ) в зависимости от значения волнового радиуса переизлучающей решетки L' для АР с радиусом $R=15\cdot\lambda, 20\lambda, 25\lambda, 30\cdot\lambda$

Полученные зависимости позволяют по заданным волновым размерам АР и допустимым потерям определить габаритные размеры АЭУ. Волновой размер L' с одной стороны ограничивается допустимым снижением отклика устройства, с другой – физической реализуемостью подложек большого размера. Таким образом, применение АЭУ с круговой переизлучающей решеткой целесообразно для многолучевых приборов контроля с небольшим волновым размером кольцевой АР.

В соответствии с выражением (4.10), радиус расположения считывающей решетки r определяется волновыми размерами АР, что приводит к необходимости размещения элементов считывающей решетки по дуге окружности малого радиуса и связано с технологическими трудностями.

Одним из вариантов решения этой проблемы является использования данного устройства в качестве модулятора света, в котором для регистрации полученного акустического распределения поля применяется оптическое излучение [80, 81, 82]. В соответствии с видом взаимодействием света различают две группы методов оптического зондирования [83, 84]. В случае если световой пучок перекрывает несколько длин волн ПАВ, то неоднородности оказывают на падающий свет действие, аналогичное фазовой дифракционной решетке.

Поскольку происходит движение этой решетки, то частота света в дифракционных максимумах $\omega_{\pm m}$ оказывается сдвинутой по частоте вследствие эффекта Доплера.

Если диаметр зондирующего светового пятна меньше половины длины ПАВ, то взаимодействие света с ПАВ может рассматриваться как пространственно–временная модуляция. Фазовую информацию о ПАВ можно получить, сравнивая сигнал, полученный при зондировании исследуемого устройства с соответствующим опорным сигналом, несущим информацию о фазе. При прочих равных условиях чувствительность этих методов выше [85, 86, 87].

Достигнутый в настоящее время порог чувствительности интерференционной схемы регистрации ПАВ составляет $10^{-14} \cdot \Delta f^{1/2}$ м/Гц^{1/2} (около 1 Å).

Для регистрации распределения поля волн в области считывания, определяемой соотношением (4.10), использование оптических методов, основанных на пространственно-временной модуляции света, затруднительно. В этом случае оптическое излучение взаимодействует с неоднородностями, вызванными распространением ПАВ, как с геометрическим изменением наклона поверхности исследуемого устройства, что приводит к необходимости обеспечения оптического сканирования во всей области считывания. Поэтому регистрацию предлагается осуществить путем использования АЭУ в качестве модулятора в голографической интерферометрии. Результаты исследований, представленные в научно-технической литературе [88, 89], показывают, что разрешающая способность и чувствительность таких методов обеспечивает определение разности фаз, соответствующей перемещениям порядка нескольких нанометров. Основным достоинством голографических методов для решения поставленной задачи является возможность получения изображения волновых фронтов во всей области считывания.

Рассмотрим полосовые свойства АЭУ с круговой переизлучающей решеткой, определяющего разрешение по дальности и информационную пропускную способность прибора контроля на его основе. При приеме сигнала с

частотой $\omega \neq \omega_0$ (т.е. $\nu \neq 1$) опорную функцию устройства обработки с учетом выражения (1.48) можно представить в виде:

$$W'(k', \theta) = \exp \left[j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot \left(\sqrt{1 + c^2 - 2c \cdot \cos \theta} - (1 - c) \right) \right], \quad (4.11)$$

при этом отклик АЭУ определяется выражением:

$$h(\theta, k, k') = \int P(\theta) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \left[\frac{R}{\lambda_0} \cdot \nu \cdot (1 - \cos \theta) - \frac{R}{\lambda} \cdot \xi \cdot \frac{\gamma - \nu}{\gamma - 1} \cdot \left(\sqrt{1 + c^2 - 2c \cdot \cos \theta} - (1 - c) \right) \right]) d\theta \quad (4.12)$$

Расчет отклика при фиксированном направлении падения волны позволяет исследовать полосу пропускания устройства. На рисунке 4.3 показана зависимость полосы пропускания при различной относительной частоте гетеродина γ и волновом радиусе приемной АР.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что АЭУ пространственной обработки сигналов кольцевой АР обладает узкой полосой пропускания. В качестве примера показан отклик АЭУ при относительном отклонении частоты принимаемого сигнала ν , поступающего на элементы АР (рисунок 4.4). Таким образом, АЭУ обработки сигналов кольцевой АР с линейной (подраздел 1.7) и круговой переизлучающими решетками являются узкополосными устройствами, ограничивающими разрешающую способность приборов контроля.

Для расширения полосы пропускания, увеличения информационной пропускной способности и разрешения по дальности в подразделе 3.3 предлагается использовать частотозависимое расстояние между переизлучающей и считывающей решетками за счет использования неэквидистантных преобразователей. Рассмотрим возможность расширения полосы пропускания АЭУ с круговой переизлучающей решеткой путем использования решетки неэквидистантных преобразователей ПАВ. Для этого следует определить радиус расположения переизлучающей решетки L' при изменении относительной

частоты принимаемого сигнала ν , который обеспечит уменьшение частотной зависимости отклика устройства.

Так же, как и в случае с АЭУ с линейной переизлучающей решеткой, потребуем равенства нулю первой производной для показателя экспоненты в выражении для пространственной импульсной характеристики (4.12) в окрестностях точки $\nu=1$.

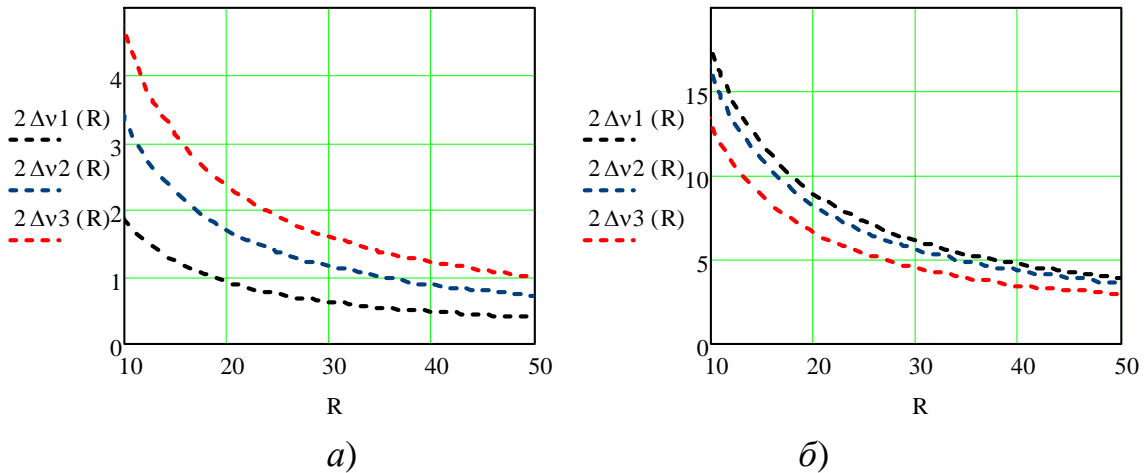


Рисунок 4.3 – Зависимость полосы пропускания АЭУ от волнового размера AR при относительной частоте гетеродина

$\gamma=1.1$ ($2\Delta\nu_1$), $\gamma=1.2$ ($2\Delta\nu_2$), $\gamma=1.3$ ($2\Delta\nu_3$) (а) и

$\gamma=11$ ($2\Delta\nu_1$), $\gamma=6$ ($2\Delta\nu_2$), $\gamma=3$ ($2\Delta\nu_3$) (б)

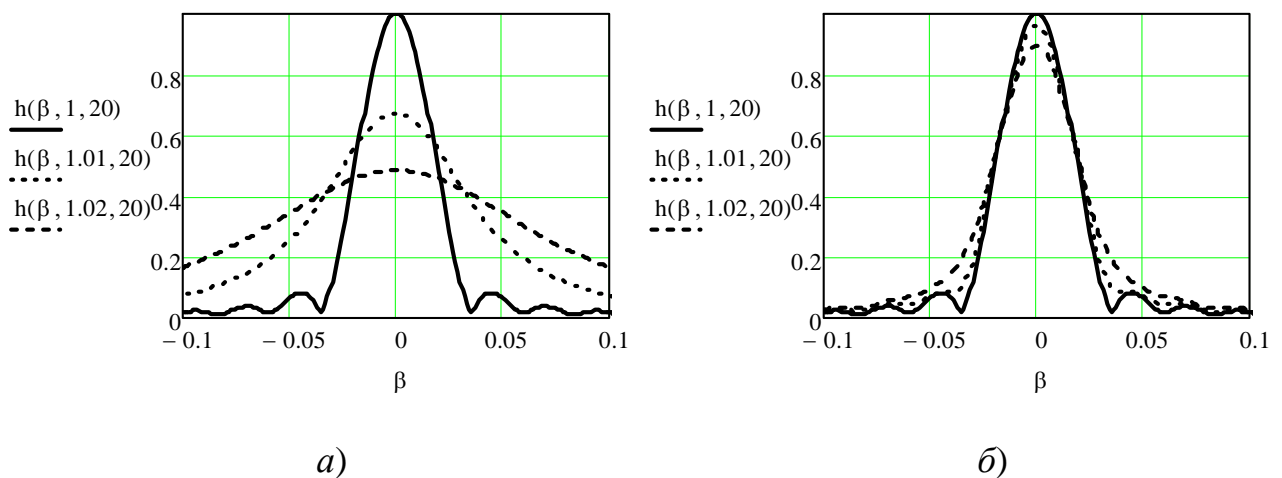


Рисунок 4.4 – Отклик АЭУ с круговой переизлучающей решеткой при относительной частоте гетеродина $\gamma = 1.2$ (а) и $\gamma = 6$ (б)

При относительной частоте принимаемого эхосигнала $\nu=1$ примем относительный внутренний радиус области считывания $c=c_0$ и отношение волновых размеров AP и $AЭУ$ $\xi=\xi_0$. С учетом частных производных зависимость $L'(\nu)$ можно представить в виде:

$$\frac{\partial L'}{\partial \nu} \approx -L'_0 \cdot \frac{\gamma}{2 \cdot c_0 \cdot (\gamma - 1)}. \quad (4.13)$$

Таким образом, в соответствии с полученным выражением (4.13), зависимость $L'(\nu)$ можно представить в виде:

$$L'(\nu) = L'_0 \cdot \left[1 + \frac{\gamma}{2 \cdot c_0 \cdot (\gamma - 1)} \cdot (1 - \nu) \right]. \quad (4.14)$$

Выражение (4.14) определяет зависимость радиуса переизлучающей решетки преобразователей ПАВ от относительной частоты принимаемого сигнала.

Для реализации полученной зависимости (4.14) предлагается использовать в качестве переизлучающей решетки преобразователей решетку, состоящую из неэквидистантный преобразователя ПАВ с квадратичной фазовой характеристикой и линейным изменением частоты акустического синхронизма [30].

Если дисперсионная характеристика преобразователя обладает наклоном $\mu_{ВШП}$, то на основании выражения для временных задержек в полосе частот $2 \cdot \Delta\omega$ можно определить соответствующее им расстояние между переизлучающими подрешетками и считывающей решеткой преобразователей ПАВ. При сопоставлении с выражением (4.14) это позволяет определить необходимый наклон дисперсионной характеристики:

$$\mu_{ВШП} = \frac{\omega_0}{\frac{\gamma}{2c_0(\gamma-1)} \cdot t_0}. \quad (4.15)$$

При известном наклоне дисперсионной характеристики длительность импульсной характеристики T , длина $L_{ВШП}$ и база B преобразователя определяются следующими выражениями [46]:

$$T = 2 \cdot \Delta\nu \cdot t_0 \cdot \frac{\gamma}{2 \cdot c_0 \cdot (\gamma - 1)}, \quad (4.16)$$

$$L_{\text{ВШП}} = 2 \cdot \Delta v \cdot R_0 \cdot \frac{\gamma}{2c_0(\gamma-1)}, \quad (4.17)$$

$$B = \frac{\gamma}{2 \cdot c_0 \cdot (\gamma-1)} \cdot \frac{1}{1-\gamma} \cdot \xi \cdot \frac{R}{\lambda_0} \cdot (2 \cdot \Delta v)^2. \quad (4.18)$$

На основании полученного выражения (4.28), опорная функция АЭУ с круговой переизлучающей решеткой при реализации частотнозависимого расстояния записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} W'(\theta, k') = \\ = \exp \left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \xi(v) \cdot \frac{\gamma-v}{\gamma-1} \cdot \left[\sqrt{1+c(v)^2 - 2c(v)^2 \cdot \cos \theta} - (1-c(v)^2) \right] \right), \end{aligned} \quad (4.19)$$

где $c(v)$ и $\xi(v)$ определяются выражениями:

$$c(v) = \frac{c_0}{1 + \frac{\gamma \cdot (1-v)}{2c_0 \cdot (\gamma-1)}}, \quad (4.20)$$

$$\xi(v) = \xi_0 \cdot \left[1 + \frac{\gamma \cdot (1-v)}{2c_0 \cdot (\gamma-1)} \right]. \quad (4.21)$$

Тогда, с учетом известного распределения волн в раскрыве АР (1.47) и опорной функцией АЭУ (4.19), получаем следующее выражение для отклика АЭУ с круговой частотнозависимой переизлучающей решеткой преобразователей ПАВ:

$$\begin{aligned} h(\theta, k, k') = \\ = \int P(\theta) \cdot \exp \left(-j \cdot 2\pi \cdot \left[\frac{R}{\lambda_0} \cdot v \cdot (1 - \cos \theta) - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{R}{\lambda} \cdot \xi(v) \cdot \frac{\gamma-v}{\gamma-1} \cdot \left[\sqrt{1+c(v)^2 - 2c(v)^2 \cdot \cos \theta} - (1-c(v)^2) \right] \right] \right) d\theta. \end{aligned} \quad (4.22)$$

На рисунке 4.5 представлены отклики АЭУ с кольцевой переизлучающей решеткой неэквидистантных преобразователей при изменении относительной частоты принимаемого сигнала v . Полученное выражение (4.22) позволяет при фиксированном направлении падения волны оценить полосу пропускания устройства с частотнозависимым расстоянием между переизлучающей и считывающей решетками (рисунок 4.6). Для сравнения приводятся полученные ранее зависимости полосы пропускания аналогичного АЭУ с круговой переизлучающей решеткой эквидистантных преобразователей ПАВ.

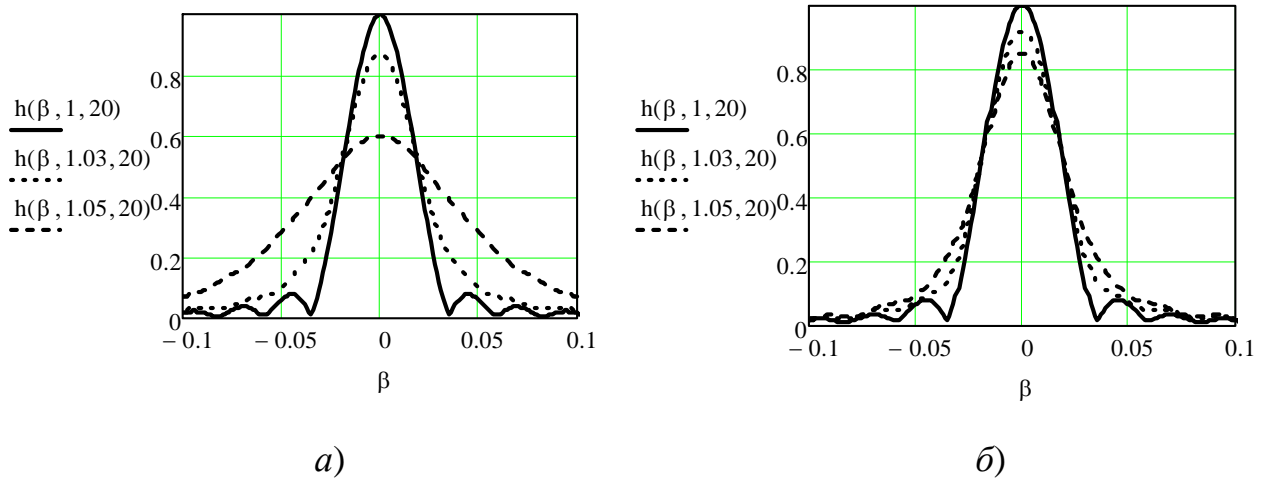


Рисунок 4.5 – Отклик АЭУ с круговой переизлучающей решеткой неэквилидистантных преобразователей ПАВ для относительной частоты гетеродина $\gamma = 1.2$ (а) и $\gamma = 6$ (б)

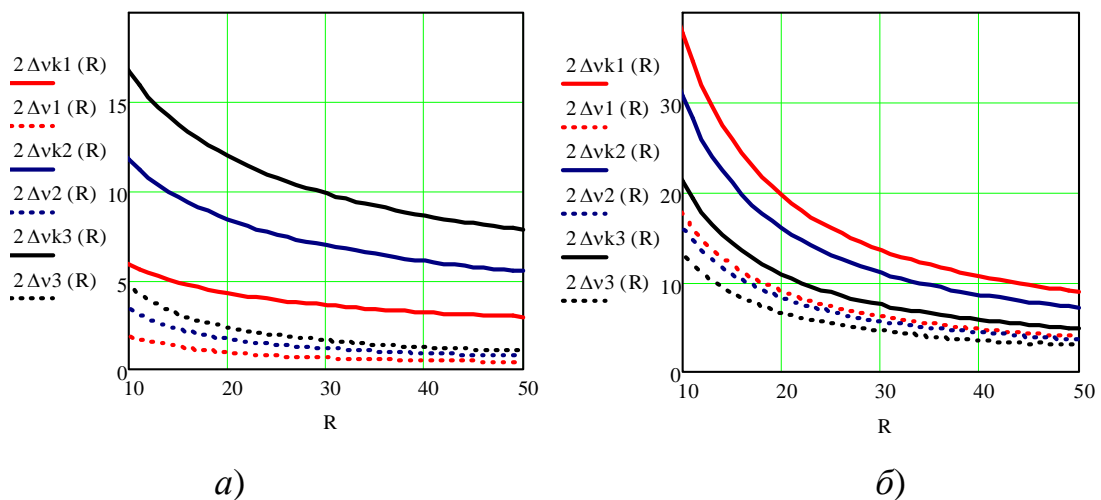


Рисунок 4.6 – Полоса пропускания АЭУ с круговой переизлучающей решеткой преобразователей ПАВ ($2 \cdot \Delta v$) и переизлучающей решеткой неэквилидистантных преобразователей ПАВ ($2 \cdot \Delta v_k$) при относительной частоте гетеродина $\gamma = 1.1$ (Δv_1 и Δv_{k1}), $\gamma = 1.2$ (Δv_2 и Δv_{k2}), $\gamma = 1.3$ (Δv_3 и Δv_{k3}) (а) и $\gamma = 11$ (Δv_1 и Δv_{k1}), $\gamma = 6$ (Δv_2 и Δv_{k2}), $\gamma = 3$ (Δv_3 и Δv_{k3}) (б)

Использование переизлучающей решетки неэквилидистантных преобразователей ПАВ в акустическом процессоре увеличивает полосу пропускания многолучевого прибора контроля с кольцевой АР в 1,5–2 раза в зависимости от параметров АР и соотношения частот. Таким образом,

предложенное топологическое решение позволяет использовать эхосигналы с относительной полосой до 40%, улучшить разрешающую способность по дальности и увеличить информационную пропускную способность.

4.3 Увеличение информационной пропускной способности и функциональных возможностей многолучевых приборов секторного обзора за счет обработки сигналов ближней и дальней зоны антенной решетки

Основной сложностью при реализации устройства контроля, осуществляющего сканирование донной поверхности в координатах угол – дальность с фиксированной разрешающей способностью по углу является обеспечение высокой разрешающей способности в ближней зоне АР из-за необходимости фокусировки в динамике принятых сигналов или плоскостной решеткой, или линейной АР. Для решения этой проблемы в многолучевых приборах контроля могут быть использованы многоканальные устройства на ПАВ с масштабированием по скорости. По своим характеристикам данные устройства относятся к устройствам с временной компенсацией, что позволяет применять их в задачах пространственной обработки широкополосных сигналов, так как их разрешение по дальности не связано с размером апертуры АР, как в АЭУ с фазовой компенсацией, рассмотренных в подразделах 1 и 3.

При обработке эхосигналов устройствами с временной компенсацией, выполненными на базе акустоэлектронных процессоров, угловое разрешение будет определяться апертурой АР, а разрешение по дальности – полосой зондирующего сигнала.

Так как необходимо фокусировать сигналы на прием и излучение в ближней и дальней зоне в динамике, то предлагается использовать на излучение тонкую кольцевую решетку. Условным началом дальней зоны считают точку, для которой наибольшая разность хода волн из двух элементов антенны до точки на оси не превышает $\lambda/8$. Для АР, представляющей собой тонкое кольцо толщиной

$2 \cdot \Delta r = \lambda / 8$, структура поля является одинаковой на всех глубинах – как в ближней, так и дальней зонах. Используя обозначение координат, принятое на рисунке 1.2, с точностью до постоянного множителя, поле излучения, формируемое при равномерном амплитудном распределении сигналов по кольцевой антенне радиусом R в плоскости XOZ (рисунок 4.7), можно записать, как [36]:

$$h_R(\alpha) = J_0(k \cdot R \cdot \sin \alpha). \quad (4.23)$$

Структура поля АР, описываемая выражением (4.23), имеет узкий центральный лепесток, но при этом обладает неприемлемым уровнем боковых лепестков (УБЛ). Как показано на рисунке 4.8 относительный УБЛ составляет соответственно 0,4; 0,3; 0,25; 0,22 от амплитуды основного.

Для уменьшения УБЛ рассмотрим возможность формирования кольцевой АР из совокупности круговых преобразователей радиусом Δr , центры которых размещены по окружности радиусом R (рисунок 4.7, б). В этом случае выражение (4.23) можно рассматривать как множитель решетки, что физически реализуется в виде круговой базы. ДН круговых преобразователей в плоскости, ортогональной плоскости их расположения, описывается выражением [36, 37]:

$$h_{\Delta r}(\alpha) = [2\pi \cdot \frac{\Delta r}{\lambda} \cdot \sin \alpha]^{-1} \cdot 2J_1(2\pi \cdot \frac{\Delta r}{\lambda} \cdot \sin \alpha) \quad (4.24)$$

где J_1 - функция Бесселя первого рода, первого порядка, Δr - радиус круговых преобразователей.

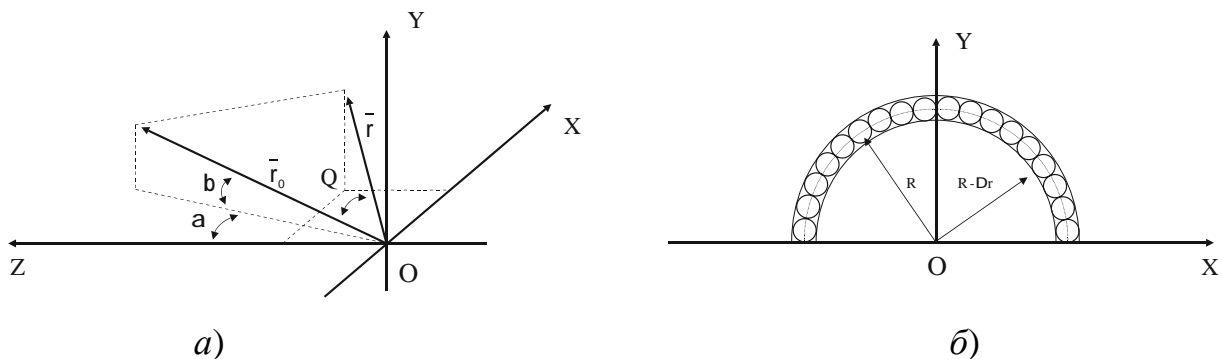


Рисунок 4.7 – Система координат:

а) в пространстве объектов;

б) в плоскости расположения кольцевой АР

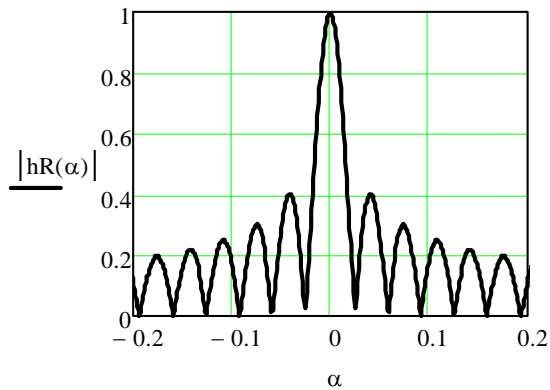


Рисунок 4.8 – Структура поля кольцевой АР в плоскости ХОZ

Согласно теореме умножения поле кольцевой АР, состоящей из совокупности круговых преобразователей, равно:

$$h_{R1}(\alpha) = h_R(\alpha) \cdot h_{\Delta r}(\alpha). \quad (4.25)$$

Как видно из рисунка 4.9, существенное влияние на ДН кольцевой АР сомножитель $h_{\Delta r}(\alpha)$ оказывает только при значительном радиусе Δr , что увеличивает минимальное расстояние r_0 , при котором справедливо выражения (4.23). В этом случае использование такой АР невозможно, так как структура поля в ближней и дальней зоне будет различна.

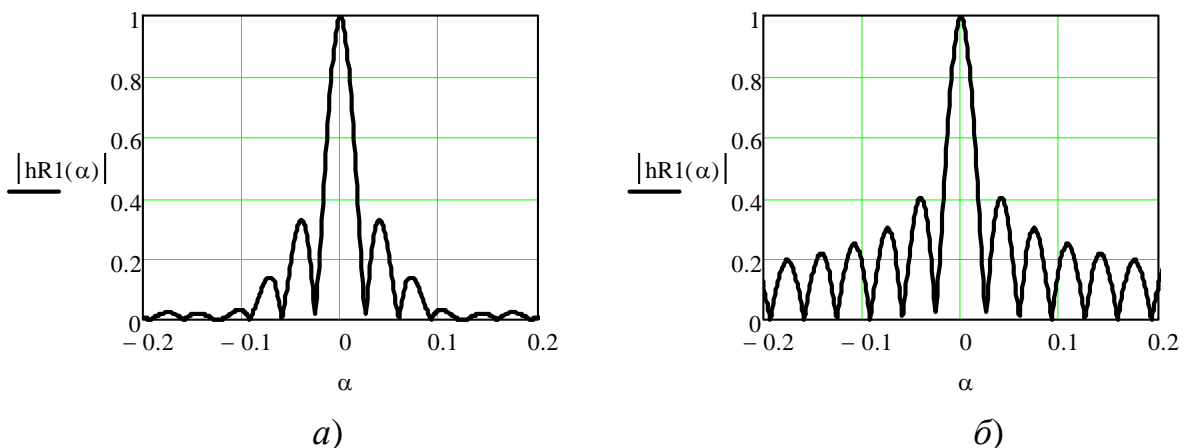


Рисунок 4.9 – Структура поля кольцевой АР в плоскости ХОZ при относительном радиусе круговых преобразователей $\Delta r/R=0.3$ (а) и $\Delta r/R=0.01$ (б)

Уровень боковых лепестков кольцевой АР может быть уменьшен путем использования различных весовых функций, введенных в электронную схему. Например, функции пропорциональной квадрату косинуса угла α .

Для формирования поля и обеспечения сканирования кольцевой АР вида (4.23) необходимо определить опорную функцию АЭУ. Используя теорему смещения для тонкой кольцевой АР можно показать, что в плоскости ХОZ ее структура поля совпадает с ДН линейной АР длиной $2R$ расположенной вдоль оси Х и имеющей нормированное амплитудное распределение вида:

$$P(x) = R \cdot (\sqrt{R^2 - x^2})^{-1}. \quad (4.26)$$

При комплексном распределении, описываемым выражением (1.16), структуру поля тонкой кольцевой АР с учетом (4.26) можно представить в виде:

$$h_{R2}(\alpha) = \left[\int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \right]^{-1} \cdot \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot x \cdot \sin \alpha) dx. \quad (4.27)$$

На рисунке 4.10 (а, б) представлены функции (4.26) и (4.27). Вид функции (4.27) совпадает с функцией, описываемой формулой (4.23), что в данном случае справедливо.

Пренебрегая постоянными величинами, характеристику направленности в плоскости YOZ этом случае можно записать как [75]:

$$h(\beta) = [k \cdot R \cdot \sin \beta]^{-1} \cdot 2 \cdot J_1(k \cdot R \cdot \sin \beta) - 2 \cdot J_2(k \cdot R \cdot \sin \beta). \quad (4.28)$$

Таким образом, в плоскости ХОZ амплитуда поля имеет вид, описываемый выражением (4.27) для круглой апертуры. А в плоскости YOZ структура поля характеризуется большим УБЛ (рисунок 4.10, в).

Структура поля системы, состоящей из тонкой кольцевой АР и круговой АР, которая может располагаться внутри передающей, описывается следующими выражениями в плоскости ХОZ:

$$h(\alpha) = \left\{ \left[\int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \right]^{-1} \cdot \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \cdot \exp(-jkx \sin \alpha) dx \right\} \cdot \left[2\pi \frac{R_v}{\lambda} \sin \alpha \right]^{-1} \cdot 2J_1\left(2\pi \frac{R_v}{\lambda} \sin \alpha\right), \quad (4.29)$$

в плоскости YOZ:

$$h(\beta) = \left\{ [k \cdot R \cdot \sin \beta]^{-1} \cdot 2 \cdot J_1(k \cdot R \cdot \sin \beta) - 2 \cdot J_2(k \cdot R \cdot \sin \beta) \right\} \cdot [2\pi \frac{R_v}{\lambda} \sin \beta]^{-1} \cdot 2J_1(2\pi \frac{R_v}{\lambda} \sin \beta) \quad (4.30)$$

где $J_{1,2}$ - функция Бесселя первого рода, первого (второго) порядка, R - радиус излучающей АР, R_v - радиус считывающей АР. Результирующие амплитудные распределения в обеих плоскостях представлены на рисунке 4.11.

Применение на прием круговой АР позволяет уменьшить боковые лепестки на 8–12 дБ.

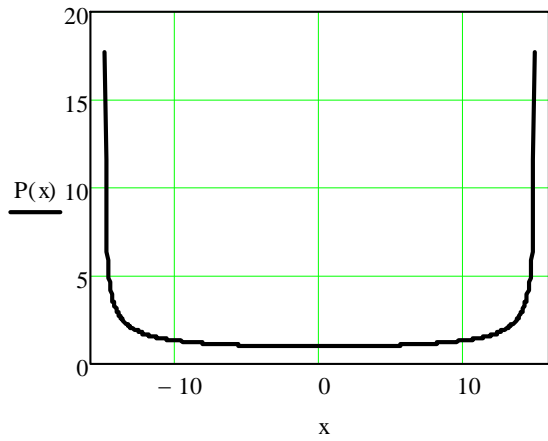
В этом случае сигнал подается на элементы считывающей решетки, а на переизлучающей решетке и, следовательно, на элементах АР, формируется амплитудно-фазовое распределение, позволяющее излучать сигналы под определенным углом к оси АР. При этом можно реализовать сканирование ДН по одной угловой координате (например, по оси X), как это показано на рисунке 4.12.

Таким образом, для обеспечения пространственной обработки широкополосных сигналов кольцевой АР предложено устройство, упрощенная схема которого изображена на рисунке 4.13.

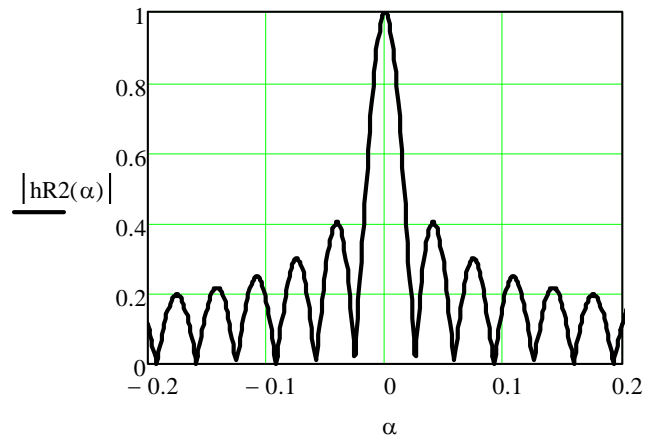
АЭУ с масштабированием по скорости позволяют моделировать в уменьшенном масштабе распределение поля в раскрыве АР с коэффициентом масштабирования $m=k/k'$, что позволяет выбирать приемлемым радиус L' расположения элементов переизлучающей решетки и тем самым уменьшить размер акустического процессора.

При выборе дальности фокусировки считывающей АР r_{0f} можно руководствоваться следующими соображениями. Распределение поля в ближней зоне АР представим в виде [7]:

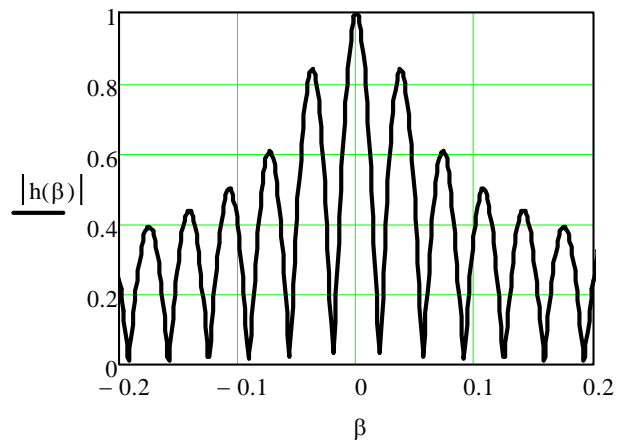
$$H(\alpha, \alpha_0, r_{0f}) = \int_{-\infty}^{\infty} P(x) \exp \left\{ -jk \cdot [x \cdot (\sin \alpha_0 - \sin \alpha) + \frac{x^2}{2 \cdot r_{0f}} \cdot (\cos^2 \alpha_0 - \cos^2 \alpha)] \right\} dx. \quad (4.31)$$



a)



б)



в)

Рисунок 4.10 – Весовая функция линейной АР (а), структура поля АР в плоскости ХОZ (б) и в плоскости YOZ (в)

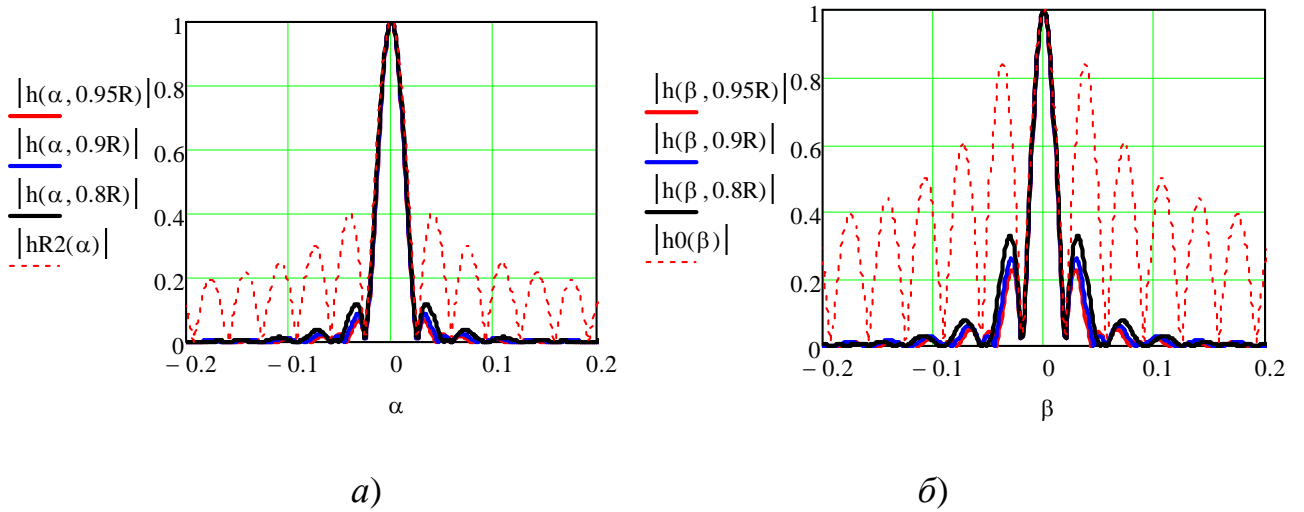


Рисунок 4.11 – Амплитудное распределение поля системы передающей и приемной АР в плоскости XOZ (a) и в плоскости YOZ (b) при относительном радиусе приемной круговой АР $R_v=0,95 \cdot R, 0,9 \cdot R, 0,8 \cdot R$

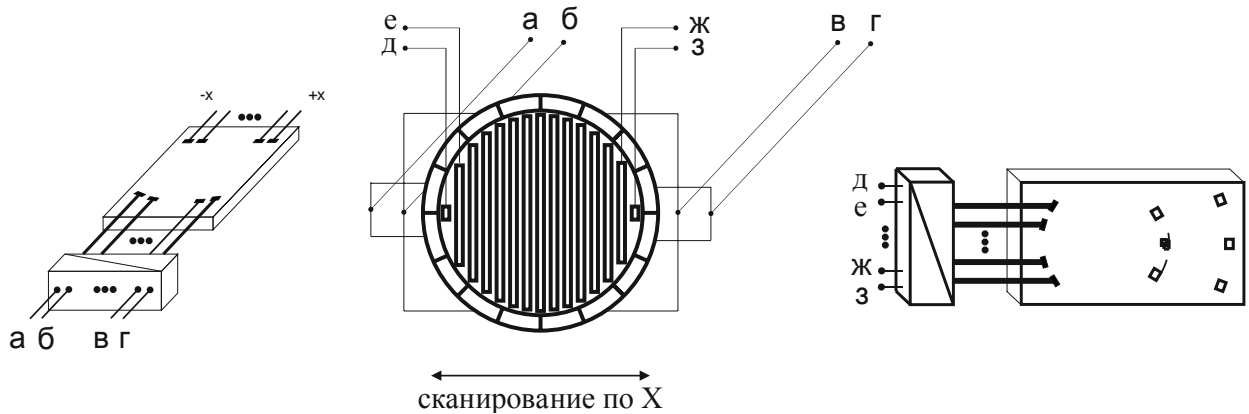


Рисунок 4.12 – Акустоэлектронное устройство с излучающей кольцевой АР и приемной круговой АР

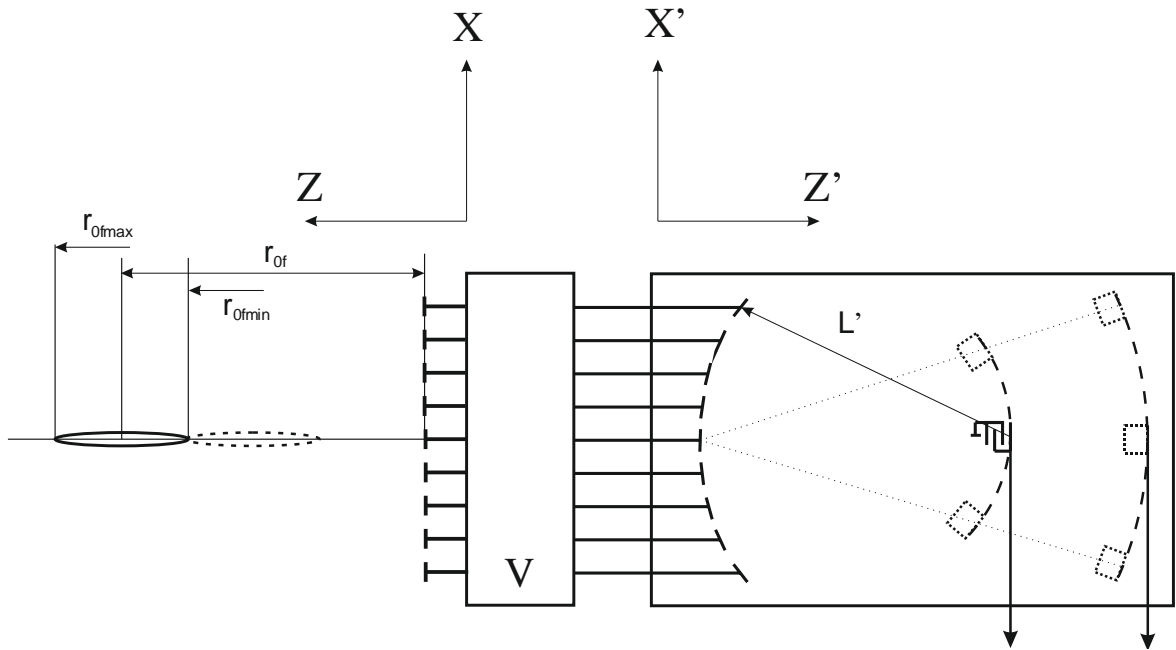


Рисунок 4.13 – Акустоэлектронное устройство пространственной обработки сигналов приемной АР

При $P(x)=\text{rect}(x/D)$ интеграл (4.31) представим через интегралы Френеля следующим образом:

$$H(\alpha, \alpha_0, r_{0f}) = \left\{ \frac{\lambda}{2 \cdot \left(\frac{\cos^2 \alpha_0}{r_{0f}} - \frac{\cos^2 \alpha}{r_{0f}} \right)} \right\} \times \quad (4.32)$$

$$\times \exp \left\{ j \cdot \frac{\pi}{\lambda} \cdot \frac{(\sin \alpha_0 - \sin \alpha)^2}{\frac{\cos^2 \alpha_0}{r_{0f}} - \frac{\cos^2 \alpha}{r_{0f}}} \right\} \cdot \{ C(y_+) - C(y_-) - j[S(y_+) + S(y_-)] \},$$

где аргументы y_{\pm} определяются соотношениями:

$$y_{\pm} = \left[\frac{2}{\lambda} \cdot \left(\frac{\cos^2 \alpha_0}{r_{0f}} - \frac{\cos^2 \alpha}{r_{0f}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left\{ \frac{(\sin \alpha_0 - \sin \alpha)}{\frac{\cos^2 \alpha_0}{r_{0f}} - \frac{\cos^2 \alpha}{r_{0f}}} \mp \frac{D}{2} \right\}. \quad (4.33)$$

Выражение (4.32) описывает спектр ЛЧМ–сигнала. Вид функции $H(\alpha, \alpha_0, r_{0f})$ полностью определяется величиной эквивалентной базы сигнала, которая в данном случае равна:

$$B_{\Delta} = \frac{D^2}{\lambda \cdot r_{0f}} \cdot (\cos^2 \alpha_0 - \cos^2 \alpha) \quad (4.34)$$

При $B_{\Delta} \rightarrow 0$ функция H , описываемая выражением (4.32), стремится к виду $\text{sinc}[D/\lambda \cdot (\sin \alpha_0 - \sin \alpha)]$, а при увеличении B_{Δ} происходит уменьшение максимума и расширение главного лепестка функции (4.32).

Для анализа выражения (4.32) можно воспользоваться результатами исследования вопроса о сжатии ЛЧМ– сигнала при частичном рассогласовании его с дисперсионной характеристикой фильтра [68]. Как известно, расширение главного лепестка имеет место при $B_{\Delta} \geq 2$, а существенное уменьшение максимума происходит при $B_{\Delta} \geq 5$. Следовательно, сфокусированная на фиксированную дальность приемная АР и акустический процессор позволяют обеспечить требуемые характеристики направленности в зоне обзора по дальности от $r_{0f \min}$ до $r_{0f \max}$. Для перекрытия всей требуемой зоны обзора АР в АЭУ с временной компенсацией предлагается использовать дискретную фокусировку переизлученных волн (рисунок 4.13). Так как формируемое таким образом разрешение по дальности невысоко, то несколько считывающих преобразователей перекрывают всю требуемую зону обзора АР. При приходе сигналов с других направлений переизлучающая решетка аналогового процессора будет фокусировать переизлученные ПАВ на считывающие преобразователи, расположенные под углами к оси АР (на рисунке 4.13 изображены пунктиром), равными:

$$\sin \alpha' = \frac{v' \cdot d}{v \cdot d'} \cdot \sin \alpha. \quad (4.35)$$

С помощью мультиплексора можно организовать последовательное считывание сигналов с направления, облучаемого в данный момент излучающей кольцевой АР.

Таким образом, рассмотренное АЭУ обеспечивает как формирование зондирующих сигналов, так и пространственную обработку принимаемых широкополосных эхосигналов с одинаковой разрешающей способностью в ближней и дальней зонах АР.

4.4 Расширение функциональных возможностей акустоэлектронных устройств и приборов эхолокационного контроля на их основе

В подразделе 4.2 предлагается использования АЭУ в качестве модулятора света, в котором для регистрации полученного акустического распределения поля применяется оптическое излучение. Но этим применением функциональные возможности данных устройств не исчерпываются.

Несмотря на различные области применения и свою специфику, имеется много общего при решении задач, связанных с эхолокационными методами и приборами контроля различных объектов, сред и материалов. Элементы структур объектов имеют существенно различные импедансы, малые размеры и, следовательно, неизбежно диффузное рассеяние акустических волн, усугубляемое наличием объемной реверберацией или структурным шумом. Реверберационная помеха является основной в эхолокации подводных объектов и в акустическом контроле структурно–неоднородных сред (например, крупнозернистых, поликристаллических). В предположении о равномерном распределении источников структурного шума наиболее эффективным методом борьбы с этим явлением является уменьшение объема озвучиваемого пространства, что приводит к необходимости увеличения разрешающей способности по углу приборов контроля. Это может быть достигнуто путем увеличения частоты зондирующего сигнала при той же апертуре антенны, но приводит к увеличению потерь на затухание сигналов, которое пропорционально, как минимум, квадрату частоты [43]. Кроме этого, при падении продольной акустической волны на упругое твердое тело, часть энергии падающей волны отражается, часть распространяется в виде продольной волны и часть превращается в

распространяющуюся в твердом теле сдвиговую волну. Эти факторы определяют диапазон частот, выбираемых для решения задач контроля в различных областях.

По реализуемому принципу сканирования можно выделить следующие основные режимы работы эхолокационного прибора контроля [90, 91,]:

- A – режим является одномерным отображением зависимости амплитуды сигнала от времени и представляет собой осциллограмму эхосигнала.
- B – режим использует сканирование в координатах угол α – дальность r_{0f} , причем фиксированное разрешение по углу $\Delta\beta$, как правило, минимально возможное и не превосходящее $\Delta\alpha$.
- C – режим сканирования осуществляется в координатах угол α – угол β при фиксированной дальности сканирования.

В таблице 4.1 приведены ориентировочные технические параметры и характеристики устройств эхолокационного контроля.

При реализации в многолучевом приборе контроля C – режима сканирования с фиксированной фокусировкой по дальности пространственную обработку сигналов можно осуществить АЭУ с масштабированием по скорости и частоте.

Учитывая параметры приборов контроля, угловое разрешение и диапазон дальностей, для задач дефектоскопии и медицинской диагностики следует применять устройства пространственной обработки, позволяющие обрабатывать широкополосные сигналы, как в ближней, так и дальней зоне АР с высоким разрешением по углам и дальности, то есть работающие в B – режиме сканирования (подраздел 4.2). АЭУ с масштабированием по скорости обладают широкой полосой пропускания и высокой разрешающей способностью по дальности, что позволяет использовать их для обработки сигналов в приборах акустического контроля различных материалов и сред.

Таблица 4.1 – Технические параметры и характеристики устройств акустического контроля

Параметры и характеристики	Область использования		
	Эхолокация	Дефектоскопия	Медицинская диагностика
Частота, МГц	0,01–2	0,2–20	1–6
Диапазон дальностей, м	1–150	0,01–1	0,03–0,3
Разрешение по углу	0,5°–2°	0,1°–1°	0,3°–2°
Разрешение по дальности, мм	10–100	1–20	1–10
Сектор обзора	не менее 20°	не менее 5°	не менее 40°
Тип обзора пространства	<i>B, C</i>	<i>B, C</i>	<i>A, B, реже C</i>
Время обзора пространства, сек	≤0,2	≤0,01	≤0,01

4.5 Выводы по четвертому разделу

В разделе предложена топология построения АЭУ, позволяющая расширить информационную пропускную способность многолучевых приборов контроля с кольцевой АР за счет увеличения полосы пропускания и числа элементов обработки. Расположение элементов переизлучающей решетки преобразователей ПАВ по окружности, обеспечивает инвариантность пространственной импульсной характеристики устройства контроля во всем секторе обзора 360° без применения полуторозаходной адресации сигналов. При выборе частоты обработки $\omega' = \omega_r - \omega$ в устройстве обеспечивается синфазное суммирование ПАВ элементами считывающей решетки, расположенными по концентрической окружности меньшего радиуса.

Радиус расположения элементов считывающей решетки однозначно связан с волновым размером АР, а габаритные размеры АЭУ определяются исходя из допустимых размеров подложки. Использование решетки считывающих преобразователей ПАВ при работе с АР малого размера связано с технологическими трудностями. Поэтому в разделе рассмотрена возможность использования АЭУ в качестве модулятора в интерферометрической голографической схеме, позволяющей бесконтактным образом определить распределение поля волн.

Ограничение полосы пропускания устройства связано с нарушением условия фокусировки волн, происходящего при изменении частоты принимаемого АР сигнала. Введение частотозависимого расстояния между элементами переизлучающей и считывающей решеток позволяет сохранить фокусировку переизлученной волны при девиации частоты, что увеличивает полосу пропускания и информационную пропускную способность многолучевого прибора контроля на основе АЭУ на величину, зависящую от волнового размера АР и соотношения частот. Так, например, для кольцевой АР с волновым размером $R = 10 \cdot \lambda$ относительная полоса пропускания АЭУ составит 37% при соотношении частот $\omega_r / \omega_0 = 1.1$.

Акустоэлектронные устройства с масштабированием по скорости по своим характеристикам относятся к устройствам с временной компенсацией, что позволяет применять их в задачах обработки широкополосных сигналов с высокой разрешающей способностью по дальности (до нескольких миллиметров).

Предложена система передающей и приемной АР, реализующая *B*-режим сканирования в режиме угол-дальность. Использование на излучение тонкой кольцевой АР позволяет формировать идентичную структуру поля в ближней и дальней зонах. Для приема эхосигналов используется АР с круглой апертурой, расположенная внутри кольцевой излучающей АР, что обеспечивает существенное уменьшение боковых лепестков (у результирующей ДН системы с минус 8 дБ до минус 20 дБ в плоскости *XOZ* и с минус 2 дБ до минус 10 дБ в плоскости *YOZ*) и позволяет добиться их приемлемого уровня.

Возможности использования АЭУ с масштабированием по скорости ограничены освоенным диапазоном частот построения многоканальных аналоговых процессоров на ПАВ. В силу этого устройства данного типа могут найти применение в задачах дефектоскопии, медицинской диагностике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе достигнуты основные цели: увеличена информационная пропускная способность за счет увеличения полосы пропускания и числа элементов АР и расширены функциональные возможности АЭУ обработки сигналов многолучевых приборов контроля ППТ. В работе получены следующие результаты:

1. Проведенный научно-технический анализ современных многолучевых приборов контроля пространственного положения ППТ, основанных на обработке эхолокационных сигналов, в том числе на базе АЭУ, показал, что они не в полной мере соответствуют задачам обнаружения и определения координат провисающих и оголенных участков трубопроводов малого диаметра из-за недостаточной разрешающей способности по углу и дальности.
2. Показана возможность использования в приборах многолучевого эхолокационного контроля АЭУ, реализующих метод восстановления волнового фронта и позволяющих обрабатывать широкополосные эхосигналы с высокой разрешающей способностью по дальности и углу за счет моделирования в уменьшенном масштабе полей в раскрыве АР. Проанализированы варианты топологического построения многоканальных акустических процессоров, получены выражения для пространственных импульсных характеристик АЭУ с масштабированием по частоте и скорости. Определены основные соотношения, связывающие информационную пропускную способность приборов многолучевого эхолокационного контроля с внутренними параметрами АЭУ.
3. Разработана методика расчета пространственных характеристик АЭУ, учитывающая использование взаимовлияющих малоапертурных решеток преобразователей поверхностных акустических волн, расположенных на анизотропных подложках, позволяющая определить топологию акустических процессоров и разрешающую способность по углу многолучевых приборов контроля на их основе. Экспериментально полученные результаты подтвердили

основные соотношения, связанные с методикой расчета пространственных характеристик приборов многолучевого эхолокационного контроля.

4. Предложены схемотехнические решения увеличения числа элементов переизлучающих решеток АЭУ и топологические решения построения широкополосных акустических процессоров, позволяющих обрабатывать короткие широкополосные эхосигналы с высокой разрешающей способностью по углу и дальности, существенно увеличивающие информационную пропускную способность приборов эхолокационного контроля ППТ. Два предложенных схемотехнических решения позволяют использовать акустические процессоры с ограниченным числом элементов переизлучающих решеток (от 15 до 40) для пространственной обработки эхосигналов, принимаемых многоэлементными АР. Увеличение числа элементов до ста и более обеспечивает высокую угловую разрешающую способность приборов контроля (до $0,5^\circ$). Предложено два топологических решения построения АЭУ, позволяющих использовать короткие сигналы с относительной полосой до 40 % (в зависимости от параметров АР и АЭУ) и обеспечивающих улучшение разрешающей способности по дальности (до нескольких сантиметров) для определения координат оголенных и провисающих участков ППТ.

5. Предложено топологическое решение построения АЭУ, обеспечивающее как формирование зондирующих сигналов, так и пространственную обработку принимаемых широкополосных эхосигналов с одинаковой разрешающей способностью в ближней и дальней зонах АР. В последнем случае исследуются АЭУ с масштабированием по скорости.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АР – антенная решетка

АЭУ – акустоэлектронное устройство

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ВШП – встречно-штыревой преобразователь

ГБО – гидролокатор бокового обзора

ГКО – гидролокатор кругового обзора

ГСО – гидролокатор секторного обзора

ДН – диаграмма направленности

ДОС – диаграммообразующая схема

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

ПАВ – поверхностная акустическая волна

ПВМ – преобразователь временного масштаба

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. СНиП 2.05.06-85. Магистральные трубопроводы. – М., 1985. – 60 с.
2. РД 51-3-96. Регламент по техническому обслуживанию подводных переходов магистральных газопроводов через водные преграды. – М.: ИРЦ Газпром, 1996. – 70 с.
3. ОР 13.01-60.30.00-КТН-002-3-02. Регламент технической эксплуатации переходов магистральных нефтепроводов через водные преграды. – ГУП Издательство "Нефть и газ", 2003. – 47 с.
4. ВСН 010-88. Строительство магистральных трубопроводов. Подводные переходы. – Миннефтегазстрой, 1989. – 35 с.
5. Гринь, Г.А. Геодезический мониторинг подводных переходов трубопроводов на территории Западной Сибири / Г.А. Гринь, П.П. Мурзинцев // Международный научный конгресс «ГЕО-Сибирь-2008»: сб. материалов междунар. науч. конгр. – Новосибирск, 2008. – С. 150–156.
6. Гринь, Г.А. Современные технологии диагностики подводных переходов трубопроводов приборным комплексом на основе многолучевого эхолота / Г.А. Гринь // Отраслевое совещание «Обеспечение надёжной эксплуатации подводных переходов трубопроводов ОАО «Газпром». Положительный опыт при решении проблем»: материалы совещания. – М.: ИРЦ Газпром, 2009. – С. 131–136.
7. Абрамов, А.П. Энергонезависимые многофункциональные радиокомпоненты на поверхностных акустических волнах / А.П. Абрамов, О.Л. Балышева, Е.В. Кравец // Научная сессия ГУАП. Техн. науки, сб. докладов. – 2015. – С. 3–13.
8. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов / В. И. Рогачев, П. Н. Петров, В. С. Кравец, С. В. Кулаков. – СПб.: Судостроение, 1993. – 184с.
9. Petrov, P. N. Recent advance in acoustoelectronic and acoustooptic phase antenna array signal processing / P. N. Petrov, S. V. Kulakov, V. V. Molotok // The Journal of Polish Acoustic Society. – 2002. – Vol. 21. – P. 147-160.

10. Palmer, A.C. Subsea Pipeline Engineering / A. C. Palmer, R. A. King. PennWell. – 2008. – 680 p.
11. Безопасность пересечений трубопроводами водных преград / К. А. Забела, В. А. Красков, В. М. Москвич, А. Е. Сощенко. – М.: ООО «Недра-Бизнесцентр», 2001. – 192 с.
12. International hydrographic organization Standards for Hydrographic Survey. Special Publication SP-44, 4th Edition. – Monaco, 1998.
13. PARLOC 2001: The Update of loss of containment data for offshore pipelines // Prepared by Mott MacDonald for the health and safety executive, the UK offshore operators association and the institute of petroleum. – 2003. – 154 p.
14. Гринь, Г.А. Многолучевой эхолот как эффективное средство геодезического контроля подводных переходов трубопроводов / Г. А. Гринь, П. П. Мурзинцев // XII Международная научно-практическая конференция «Методы дистанционного зондирования и ГИС-технологии для оценки состояния окружающей среды, инвентаризации земель и объектов недвижимости» GEOIFOCAD-2010: материалы конференции. – Австрия, 2010. – С. 27–34.
15. Голод, О. С. Многолучевые эхолоты / О. С. Голод, А. И. Гончар, С. И. Донченко, Л. И. Шлычек // Гидроакустический журнал. – 2005. – №2. – С. 34-49.
16. Гусев, В. И. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации / В.И. Гусев. – Л.: Судостроение, 1989. – 264 с.
17. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; под ред. И. Я. Кремера – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
18. Кайно, Г. Акустические волны: устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов : пер. с англ./ Г. Кайно. – М.: Мир, 1990. – 656 с.
19. Петров, П. Н. Пространственно-временная обработка сигналов акусто-электронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками / П. Н. Петров, А. В. Сенин // Информационно-управляющие системы. – 2006. – №3– С. 5-11.

20. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.
21. Обработка сигналов в радиотехнических системах / А. Елисеев и др.; ред. А. П. Лукошкин. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – 400 с.
22. Кравец, В. С. Пространственная обработка сигналов АР на промежуточной частоте с использованием приборов на ПАВ / В. С. Кравец, П. Н. Петров // Рассеяние и дифракция радиолокационных сигналов и их информативность. – Л.:СЗПИ, 1984. – С.128-132.
23. Карташев, В. Г. Исследование акустоэлектронных устройств пространственной фильтрации на линиях задержки / В. Г. Карташев, С. В. Кузьмин, А. Я. Арушанов // Сб.тр. МЭИ. – 1987. – №146. – С.139-142.
24. Карташев, В. Г. Расчет топологии диаграмообразующих схем на многоотводных линиях задержки ПАВ / В. Г. Карташев // Радиотехника. – 1994. – №11. – С.56-59.
25. Семенов, С. П. К расчету «компактного» акустического полигона обработки сигналов многоэлементных антенных решеток на основе восстановления волнового фронта / С. П. Семенов // Дальневосточный акуст. сб. – 1977. Вып.3. – С.46-47.
26. Дивногорцев, М. Ю. Метод расчета диаграмообразующей схемы на поверхностных акустических волнах для кольцевой антенной решетки / М. Ю. Дивногорцев, В. Г. Карташев // Техника средств связи. – 1985. – №3. – С 58-66.
27. Haine, F. New sector-scan image devices / F. Haine, C. Bruneel, R. Torguet // Appl. Phys. Lett. – 1979. –№34(12). – P. 819-821.
28. Brooks, R. E. SAW RF spectrum analyzer/ channelizer using a focusing, phased array transducer / R. E. Brooks , J. Z. Wilcox // Ultrasonic symposium, IEEE. – 1991. – P. 91-95.
29. Прохоров, В. Г. О построении систем акустической голографии / В. Г. Прохоров, С. П. Семенов // Современное состояние и перспективы развития голографии. – 1974.–С.37-53.

30. Морган, Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: пер. с англ. / Д. Морган; под ред. С. И. Баскакова. – М.: Радио и связь, 1990. – 414 с.
31. Campbell, C. K. Surface acoustic wave devices for mobile and wireless communications / C. K. Campbell. – San Diego: Academic Press, 1998. – 631 p.
32. Качанов, Е. И. Методы и средства гидроакустической голографии / Е. И. Качанов, Е. Д. Пигулевский, Е. М. Яричин. – Л.: Судостроение, 1989. – 256 с.
33. Справочник по радиолокации / под редакцией М. И. Сколника ; пер. с англ. по общей ред. В.С. Вербы. В 2-х томах Т.1. – 3-е изд. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
34. Антенные решетки / Л. С. Бененсон, В. А. Журавлев, С. В. Попов, Г. А. Постов; под ред. Л. С. Бененсона. – М.: Сов. Радио, 1966. – 368 с.
35. Раткин, Л. С. Акустическое и гидролокационное оборудование, выпускаемое российскими оборонными предприятиями по инновационным проектам / Л.С. Раткин // Информост радиоэлектроника и телекоммуникации. – 2005. – № 3 (39). – С.53-54
36. Смаришев, М. Ю. Гидроакустические антенны. Справочник по расчету направленных свойств гидроакустических антенн/ М. Ю. Смаришев, Ю. Ю. Добровольский. – Л.: Судостроение, 1984. – 304 с.
37. Системы акустического изображения: пер. с англ. / Под ред. Г. Уэйда. – Л.: Судостроение, 1981. – 240 с.
38. Ильин, В. А. Математический анализ / В. А. Ильин, В. А. Садовничий, Б. Х. Сендов; под ред. А. Н. Тихонова. – М.: Проспект, 2004. – 368 с.
39. Конторович, М. И. Новый способ построения радиолинз / М. И. Конторович, В. Н. Умецкий // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23. – №4. – С. 879-881
40. Петров, П. Н. Обработка сигналов дуговых антенных решеток с использованием масштабной решетки / П. Н. Петров // Приборные автоматические системы. – 1978. – С. 84-88.
41. Petrov, P.N. Frequency characteristics acousto-electronic devices for spatial processors signal a concave of acrial array / P.N. Petrov, A. V. Senin, E.V. Kravets //

VIII international conference. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2005. – P.77-78.

42. Петров, П.Н. Эффекты дискретности АР и решеток преобразователей в устройствах с масштабными переизлучающими решетками / П.Н.Петров, Е.В.Захарова (Кравец), А.В. Ванде-Кирков // XI научная сессия ГУАП. Часть 2. Техн. науки, сб. докладов. – 2011. – С.48 –55.

43. Исследование и реализация эффективных алгоритмов обработки сигналов для систем передачи информации [Текст]: отчет о НИР (заключ.) / ГУАП ; рук. П.Н. Петров – СПб., 2011.– 87 с. – № ГР 01201157207. – Инв. № 02201163656.

44. Воскресенский, Д.И. Выпуклые сканирующие антенны / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов.радио, 1978. – 304с.

45. Захарова (Кравец), Е. В. Акустоэлектронные устройства обработка сигналов многоэлементных линейных антенных решеток / П. Н. Петров, Е. В. Захарова (Кравец) // Информационно-управляющие системы. – 2011.– №3. – С.47-51 .

46. Каринский С.С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах / С.С. Каринский. – М.: Сов.радио, 1975. – 176 с.

47. Кравец, Е. В. Пространственная импульсная характеристика акустоэлектронных устройств обработки сигналов антенных решеток / Е. В. Кравец, П. Н. Петров // Успехи современной радиоэлектроники. –2013. – №2. – С.93-97.

48. Petrov, P. N. Acoustic field generated by a small aperture SAW transducer / P.N. Petrov // Proc. SPIE. – 1996.– V.2969. – P.708-710.

49. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов: принципы работы, расчета и проектирования / О. Л. Балышева, В. И. Григорьевский, Ю.В. Гуляев, В.Ф.Дмитриев и др. ; под ред. Ю. В. Гуляева. – М.: Радиотехника, 2012. – 571 с.

50. Акустические кристаллы / Под. ред. М.П. Шаскольской. – М.: Наука, 1982. – 632 с.

51. Бугаев, А. С. Устройства на поверхностных акустических волнах / А. С. Бугаев, В.Ф.Дмитриев, С. В. Кулаков. – СПб.: ГУАП, 2009. – 188с.
- 52 . Поверхностные акустические волны/ под. ред. А. Олинера ; пер. с англ. Г. Г. Кессених и др., под ред. И. С. Реза. – М.: Мир, 1981. – 390 с.
53. Зеленка, И. Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах. Материалы, технология, конструкция, применение /И. Зеленка. – Мир, 1990. – 586 с.
54. Rahn, J.P. Diffraction effects from very narrow surface wave transducers / J.P. Rahn // IEEE Trans. Ultrasonics. – 1978. – V.SU-25. – P.55 - 57.
55. Тазиев, Р. М. Свойства поверхностных акустических волн в кристалле $Ca_3NBGA_3Si_2O_{14}$ / Р.М. Тазиев // Ползуновский альманах. – 2007. – №1-2. – С.165-169.
56. Двоешерстов, М. Ю. Параметры поверхностных акустических волн, распространяющихся в гетероэпитаксиальных структурах / М. Ю. Двоешерстов, В. И. Чередник, А. В. Беляев, А. В. Денисова // Современные наукоемкие технологии. – 2012. – №1. – С. 48-53.
57. Petrov, P.N. Spatial pulse response of the multielement acoustoelectronic processor/ P.N. Petrov // SPIE. – 1999. – V. 3900. – P. 263 - 266.
58. Tsai, G.S. Surface acoustic wave array transducers and their applications / G.S. Tsai, L. Nguen // Symp. on optical and acoustical micro-electronics. – 1974. – №4. – P.583-597.
59. Гуревич, Г. Л. Исследование акустоэлектронных устройств пространственной обработки сигнала / Г. Л. Гуревич, Л. Н. Жиженкова, В. М. Пасхин, Н. В. Шкатов // Радиотехника и электроника. – 1985. – №6. – С. 1194 – 1199.
60. Гольдберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л. М. Гольдберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Полен. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
61. Воскресенский, Д. И. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев; под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.

- 62.Самойлов, Л.К. Электронное управление характеристиками направленности антенн / Л.К. Самойлов. – Л.: Судостроение, 1987. – 286 с.
63. Кравец, Е. В. Увеличение широкополосности акустоэлектронных устройств обработки сигналов антенных решеток / Е. В. Кравец, П. Н. Петров // Информационно-управляющие системы. –2012. – №3 – С. 46–53.
64. Kravetz, E.V. Expansion bandwidth of acoustoelectronic signal processing devices for linear antenna arrays / E.V.Kravetz // XV international conference for young researchers. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2012. – P. 39.
65. Черницер, В. М. Преобразователи временного масштаба / В. М. Черницер, Б. Г. Кадук. – М.: Сов. радио, 1972. – 144 с.
66. Пат. № 2037956, МКИ Н03 К5/04. Преобразователь временного масштаба сигналов / А.С. Ким; заявитель Пермский государственный университет им. А. М. Горького. – № 92001974/10 ; заявл. 22.10.1992; опубл. 19.06.1995.
67. Экспериментальные исследования макета пространственной обработки сигналов гидроакустических АР на основе микроволновых акустических устройств на ПАВ// Межвузовский сборник/ В. С. Кравец, П. Н. Петров, С. П. Семенов, Г. К. Ульянов. – ЛИАП. СПб, 1983г. – Вып. 25. – С. 64-67.
68. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы/ Ч. Кук, М. Бернфельд. – М., 2012. – 568 с.
69. Абрамов, А.П. Функциональный акустоэлектронный преобразователь сигналов /А. П. Абрамов, Е. В. Кравец // XI научная сессия ГУАП. Часть 2. Технические науки, сб. докладов. – 2011г. – С.12 –15.
70. Кравец, Е. В. Компенсация углочастотной зависимости переизлучаемых сигналов антенной решетки в акустоэлектронных устройствах / Е. В. Кравец, П. Н. Петров // Сборник трудов II Международной научно-практической конференции «Актуальные вопросы технических наук в современных условиях». –2015. – С. 197-200.

71. Kravetz, E.V. Investigation of the space-frequency equivalence / E.V.Kravetz // XVI international conference for young researchers. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2013. – P.27.
72. Kravetz, E.V. Acoustoelectronic device with compensation space-frequency dependence for signal processing linear antenna arrays / E.V.Kravetz // XVII international conference for young researchers. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2014. – P.11.
73. Пат. 139809 РФ, МПК G01S 3/00. Устройство пространственной обработки сигналов / Е. В. Кравец, В. С. Кравец, П. Н. Петров; заявитель и патентообладатель СПб ГУАП. – №2013148692/07; заявл. 31.10.13 ; опубл. 27.04.14, Бюл.№ 12. – 2с.
74. Зверев, В.А. Радиооптика / В.А. Зверев. – М.: Сов. радио, 1975. – 304с.
75. Анализ современных методов обработки изображений и разработка эффективных алгоритмов преобразования пространственно-временных сигналов для электронных информационно-измерительных систем: отчет о НИР (заключ.) / ГУАП ; рук. П.Н. Петров. – СПб., 2010. – 146 с.– № ГР 01201054049. – Инв. № 02201151739.
76. Кравец (Захарова), Е. В. Акустоэлектронное устройство обработки сигналов кольцевой антенной решетки / Е. В. Кравец (Захарова), Т.О.Моргунова, П.Н. Петров // X научная сессия ГУАП. Часть 2. Технические науки, сб. докладов. – 2010. – С. 53 – 58.
77. Kravetz, E. V Acoustic electronic device for control the internal structure of objects / E. V. Kravetz, P. N. Petrov // XVIII international conference for young researchers. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2015. – P.44.
78. Пат. 127943 РФ, МПК G01S 3/00, H01Q 21/00. Устройство пространственной обработки сигналов / Е.В. Кравец, П.Н. Петров; заявитель и патентообладатель СПб ГУАП. – № 2012150656/08; заявл. 21.11.12 ; опубл.10.05.13, Бюл. № 13. – 2 с.

79. Кравец, Е. В. Акустоэлектронное устройство обработки сигналов гидролокаторов кругового обзора для контроля подводных переходов трубопроводов / Е. В. Кравец // Датчики и системы. – 2016. – №1. – С.30 – 34.
80. Zaharova (Kravetz), E.V. Measurement of the mechanical fluctuations by the interferometer with the acoustooptical modulator / E.V. Zaharova (Kravetz), L. N. Preslnev // XI Wave electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2008. – P.21.
81. Zaharova (Kravetz), E.V. Acousto-optic devise processing of signal of circular antenna array/ E.V. Zaharova (Kravetz), P.N. Petrov // XIV international conference for young researchers. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2011. – P. 39.
82. Zaharova (Kravetz), E.V. Selecting the optical system of the laser vibrometer / E.V. Zaharova (Kravetz), L. N. Preslnev// XIII Wave electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. – 2010. – P.51.
83. Граникин, И. М. Оптические системы измерения параметров устройств на поверхностных акустических волнах / И. М. Граникин, А. М. Запунный, Ч. С. Кулаева // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984. – №11. – С. 38-49.
84. Протопопов, В.В. Лазерное гетеродинирование/ В.В. Протопопов ; Под ред. Н. Д. Устинова. – М. Наука,1985. – 288 с.
85. Бондаренко, А. Н. Прецизионные акустические измерения оптическими и емкостными методами / А. Н. Бондаренко, Ю. Б. Дробот, А. И. Кондратьев. – Владивосток: ДВО АН СССР, 1990. – 242 с.
86. Комоцкий, В.А. Измерение отражений поверхностных акустических волн от периодической структуры методом лазерного зондирования / В. А. Комоцкий, С.М. Окот // Вестник РУДН. Серия Физика. – 2002. – №10(1). – С.144-147.
87. Захарова (Кравец), Е. В. Анализ влияния свойств гауссового пучка в интерферометрических измерениях/ Е. В. Захарова (Кравец) // Научная сессия ГУАП, часть II. Технические науки. – 2010. – С. 17-21.

88. Гуревич, В.С. Применение голографической интерферометрии для измерения полей перемещений нанометрового диапазона / В. С. Гуревич, В. И. Редкоречев, А. М. Исаев и др. // Сборник трудов и официальные материалы научно-практической конференции «Голография в России и за рубежом, наука и практика», 5-я международная конференция Голография экспо. – 2008. – С. 100–105.
89. Гусев, М. Е. Методы цифровой голографической интерферометрии и их применение для измерения наноперемещений // М. Е. Гусев, А.А. Воронин, В. С. Гуревич // СПб, Наносистемы: физика, химия, математика. – 2011. – №2(1). – С. 23-39.
90. Корнеев, Ю. А. Медицинская и биологическая физика / Ю. А. Корнеев, А. П. Коршунов, В. И. Погадаев ; Под ред. Ю. А. Корнеева. – М.: Медицинская книга ; Н. Новгород : Изд-во НГМА, 2001. – 250 с.
91. Ремизов, А.Н. Медицинская и биологическая физика / А.Н. Ремизов, А.Г. Максина, А.Я. Потапенко. – М.: Дрофа, 2003. – 560 с.