

Открытое Акционерное Общество
**«МОСКОВСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ РАДИОСВЯЗИ»**

На правах рукописи

Туркин Илья Алексеевич

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СОЗДАНИЯ
ПОВЕРХНОСТНО-АКУСТИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ
КВАЗИВЕЕРНЫХ ОДНОФАЗНЫХ ОДНОНАПРАВЛЕННЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Специальность 05.27.01 - «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нано- электроника, приборы на квантовых эффектах»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель -
Доктор технических наук,
профессор А.Е. Краснопольский

Москва – 2010.

Содержание

Список использованных сокращений	4
Цель работы	6
Основные задачи:	6
Научная новизна:.....	6
Практическая значимость:.....	7
На защиту выносятся:	7
Личный вклад автора:	8
Структура и объём работы	9
ВВЕДЕНИЕ	10
1 Трансверсальные фильтры на ПАВ: важнейшие параметры, методы моделирования и измерения характеристик.....	16
1.1 Важнейшие параметры трансверсальных фильтров на ПАВ и принцип их действия	16
1.2 Моделирование трансверсального фильтра с n-отводами по модели дельта-источников	19
1.3 Модель эквивалентных схем.....	22
1.4 Методика комплексных измерений частотных характеристик ВЧ фильтров на ПАВ.....	27
2 Квазивеерные поверхностно-акустические преобразователи.....	30
2.1 Двухнаправленные квазивеерные преобразователи.....	30
2.2 Однофазные однонаправленные ВШП (ОФНП) и их основные используемые типы.	31
2.3 Квазивеерные однофазные однонаправленные преобразователи.....	39
2.4 Особенности моделирования веерных фильтров.....	41
2.5 Методы проектирования квазивеерных фотошаблонов.....	44
3 Ускоренные методы проектирования КВ фильтров на ПАВ.	47
Метод Топологических Модификаций (МТМ).....	47
3.1 Масштабирование топологии ВШП.....	50

3.2 Экстраполяция квазивеерных ВШП.....	51
3.3 Модификация апертуры ВШП.....	66
3.4 Изменение расстояния между преобразователями.....	71
3.5 Заключение по главе 6	72
4 Минимизация паразитных эффектов отражения ПАВ в трансверсальных фильтрах на базе ОФНП.....	74
4.1 Эффекты отражения.....	74
4.2 Эксперимент и анализ характеристик.....	76
4.3 Результаты.....	81
4.4 Заключение по главе 7	83
5 Исследование возможности применения МПО в квази-веерных фильтрах на базе ОФНП с целью уменьшения объёмных эффектов и улучшения их избирательности	84
5.1 Принцип работы многополоскового ответвителя.....	85
5.2 Конструкция регулярного переизлучающего МПО.	87
5.3 Разработка топологии квазивеерных фильтров на базе ОФНП с применением МПО.....	90
5.4 Заключение по главе 5	97
ВЫВОДЫ.....	98
Список использованных источников	101

Список использованных сокращений

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ВШП (IDT) – встречно-штыревой преобразователь (interdigital transducer)

ГВЗ (GDT) – групповое время запаздывания (group delay time)

ИХ – импульсная характеристика

КЭМС – коэффициент электромеханической связи

МПО – многополосковый ответвитель

ОАВ – объёмная акустическая волна

ОФНП (SPUDT) – однофазный однонаправленный преобразователь (single phase unidirectional transducer)

ПАВ (SAW) – поверхностная акустическая волна (surface acoustic wave)

ПЧ – промежуточная частота

САПР – система автоматизированного проектирования

СТП (TTS) – сигнал тройного прохождения (Triple Transit Signal)

ЭОК – эффект отражения от краёв шин

ЭМ – электромагнитный

AR (Amplitude Ripple) – пульсации амплитуды в полосе пропускания

BW (Bandwidth) – полоса пропускания (обычно даётся по определённому уровню дБ)

CWES (capacitive weighting of electrode sections) – ёмкостное взвешивание электродных секций

DART (Distributed Acoustic Reflection Transducer) – преобразователь разделённого акустического отражения

EWC (Electrode Width Compensation) – электродная компенсацией ширины

NSF (Nonuniform Split Finger) - Неоднородно-расщеплённые электроды

SMD (Surface Montage Device) – устройство для поверхностного монтажа

SFIT (Slanted Finger Interdigital Transducer) – веерные встречно-штыревые преобразователи

SFUT (Slanted Finger Unidirectional Transducer) – веерные однонаправленные преобразователи

UR (Ultimate Rejection) – гарантированное затухание в полосе заграждения

TES (Three Electrode Section) – трёхэлектродная секция

Цель работы

Совершенствование методов разработки и характеристик современных трансверсальных фильтров на Поверхностных Акустических Волнах (ПАВ) на базе квазивеерных однонаправленных преобразователей.

Основные задачи:

1. Поиск новых, более доступных, чем традиционные, методов разработки топологии трансверсальных квазивеерных фильтров на ПАВ, их экспериментальная проверка, качественная оценка их эффективности.
2. Экспериментальное исследование влияния эффектов отражения акустических волн на частотные характеристики квази-веерных фильтров на базе ОФНП.
3. Поиск дополнительных топологических решений, потенциально позволяющих качественно улучшить характеристики квазивеерных фильтров на базе ОФНП. Разработка топологических структур ПАВ-фильтров на основе полученных результатов.

Научная новизна:

1. Предложен новый топологический метод разработки квазивеерных ПАВ-фильтров на ОФНП: Метод Топологических Модификаций. Доказана высокая эффективность метода, его технологичность и предсказуемость результатов.
2. Выявлено существенное влияние эффекта отражения ПАВ от краёв шин в квазивеерных фильтрах на ОФНП на пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания. Предложен метод снижения этого влияния до пренебрежимо малого уровня.

3. Проведено исследование характеристик нового фильтра квазивеерной структуры на ОФНП с использованием МПО. Доказана работоспособность этой схемы.

Практическая значимость:

1. Метод топологических модификаций неоднократно и с успехом был применён для разработки квазивеерных фильтров на ПАВ на ОФНП с использованием уже существующих, характеристики многих из которых соответствуют лучшим образцам мирового уровня.
2. Регистрация и значительное ослабление эффекта отражения от краёв шин ВШП посредством акустопоглотителя позволили вывести характеристики многих квазивеерных фильтров ПЧ на базе ОФНП на качественно новый уровень: их пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания удалось уменьшить в 2-3 раза без ухудшения остальных характеристик.
3. Проведённое исследование квазивеерной структуры на ОФНП с использованием МПО позволило с уверенностью говорить о возможности такого нетрадиционного применения МПО с целью увеличения избирательности среднеполосных квазивеерных фильтров.

На защиту выносятся:

- Топологический метод проектирования квазивеерных фильтров на ПАВ, совокупно в себя включающий различные топологические модификации, применяемые одновременно для достижения заданных характеристик проектируемого фильтра;

- Исследование влияния эффекта отражения ПАВ от краёв шин в квазивеерных фильтрах на ОФНП на пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания и метод снижения этого влияния до пренебрежимо малого уровня;

- Результаты исследования характеристик новой структуры фильтра на квазивеерных ОФНП с применением МПО.

Личный вклад автора:

На основе различных широко известных и некоторых относительно новых топологических приёмов разработан метод топологических модификаций. Используя его как основное средство проектирования, на базе существующих топологий были разработаны целый ряд качественно новых квазивеерных фильтров на ПАВ:

ФП-473 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=28$ МГц, $IL=19$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-474 версии 1 и 2 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=38$ МГц, $IL=21$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм и металлостеклянном корпусе DIP-151);

ФП-414 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=11$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-417 ($F_0=84$ МГц, $BW_3=17$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-488 ($F_0=84$ МГц, $BW_3=50$ МГц, $IL=21$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-421 ($F_0=160$ МГц, $BW_3=24$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм).

ФП-483 ($F_0=37$ МГц, $BW_3=22$ МГц, $IL=22$ дБ, в металлостеклянном корпусе DIP 155.15-2 29,35x19,35 мм), а также некоторые другие. Многие из перечисленных серийных образцов на данный момент не уступают по совокупности своих параметров образцам лучшим мировым производителям (Vectron, TAISAW Technology, SAWTEC и др.), а по некоторым параметрам их значительно превосходят.

Для каждой из перечисленных моделей были подобраны оптимальные согласующие цепи и проведены серии измерений частотных характеристик с последующим их анализом и сопоставлением с характеристиками базисных фильтров.

В ходе этого анализа в некоторых моделях квазивеерных фильтров на ОФНП было выявлено существенное влияние эффекта отражения ПАВ от краёв шин на пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания. Предложен метод снижения этого влияния до пренебрежимо малого уровня.

В ходе поиска дополнительных топологических решений, потенциально позволяющих качественно улучшить характеристики фильтров на базе ОФНП, была разработана тестовая квазивеерная структура с использованием МПО. Были проведены измерения и анализ частотных характеристик полученного фильтра, выявлены положительные и отрицательные стороны данного топологического решения.

Структура и объём работы.

Диссертация состоит из введения, восьми глав, выводов, изложенных на 100 страницах машинописного текста, списка литературы из 57 наименований на 5 страницах и приложения, содержит 10 таблиц, иллюстрируется 40 рисунками на 37 страницах.

ВВЕДЕНИЕ

Фильтры на ПАВ являются одними из наиболее используемых в современных системах связи, устройствах беспроводной передачи данных и другой радиоэлектронной аппаратуре в силу их миниатюрности, надёжности, механической прочности, термостабильности и возможности реализации сложных частотных характеристик [1-3]. Ещё одним преимуществом трансверсальных фильтров на ПАВ является то, что они по сути сочетают в себе сразу три устройства – аттенюатор, полосовой фильтр и линию задержки, что в ряде случаев может с успехом применяться в различной аппаратуре.

Возможность использования поверхностных акустических волн (ПАВ) в радиоэлектронных устройствах была впервые показана в начале 60-х годов [1-3]. С тех пор наблюдается неуклонный рост объема исследований, посвященных методам возбуждения и преобразования этих волн. Растет число разработок практических устройств для самых разнообразных областей радиоэлектроники. Имеются обобщающие работы по этой тематике. Среди них есть многочисленные монографии, тематические выпуски журналов, труды конференций (например IEEE Ultrasonic Symposium, регулярно проводящийся с 60-х годов).

Как и объемные акустические волны (ОАВ), поверхностные акустические волны можно применять в радиоэлектронике ввиду низкой скорости распространения, отсутствия дисперсии и малого затухания вплоть до сверхвысоких частот. Однако у ПАВ имеется важное дополнительное преимущество, связанное с обеспечением доступа к поверхности материала на пути распространения волны, предоставляющее значительно большие возможности для формирования заданных частотных характеристик. Так как устройства становятся двумерными, появляется большой простор в выборе

методов возбуждения и детектирования волн, а также их преобразования по мере распространения. Это обуславливает широкий выбор структуры устройств.

Технология интегральных микросхем оказала прямое влияние на развитие технологии устройств на ПАВ, обеспечив последнюю рядом методов изготовления. Были заимствованы важнейшие технологические процессы, включая нанесение тонких пленок различных материалов, травление звукопроводов и фотолитографию, с помощью которой удается получить сложную топологию с высокой точностью и разрешением. Эти методы позволили создать устройства высокой сложности. Кроме того, во многих случаях они экономически эффективны и хорошо приспособлены для массового производства.

Широчайшее применение техника ПАВ нашла при разработке резонаторных и трансверсальных типов полосовых фильтров.

Основным назначением полосовых фильтров на ПАВ является пропускание сигналов, частоты которых лежат внутри заданной полосы частот, и подавление сигналов на частотах вне этой полосы.

Существуют важные отличия фильтров на ПАВ от LC-фильтров, построенных на основе индуктивных катушек и конденсаторов [5,6]. Частотные характеристики LC-фильтров обычно анализируют, рассматривая нули и полюсы на плоскости комплексной частоты; методика проектирования сводится при этом к нахождению подходящего расположения нулей и полюсов. Передаточная функция трансверсального фильтра на ПАВ не содержит ярко выраженных полюсов. Поэтому подход к проектированию здесь совершенно иной, напоминающий, скорее, методы, используемые для синтеза цифровых фильтров с импульсной характеристикой конечной длины. Число нулей, ограниченное сверху числом электродов, может составлять несколько сотен; это намного больше, чем число нулей и полюсов для типичных LC-фильтров. Кроме того, в ряде случаев, вклад, обусловленный каждым из электродов, воспроизводится с точностью 1% и лучше. Это позволяет создавать фильтры на ПАВ с отличными внешними характеристиками, например с весьма плоской формой АЧХ в

полосе пропускания, с высокой крутизной скатов и с хорошей режекцией вне полосы пропускания. Фазочастотная характеристика может быть как линейной, так и нелинейной, причем независимо от амплитудно-частотной характеристики. Такой возможности в обычной процедуре синтеза LC-фильтров не существует. Другое различие состоит в том, что преобразователи ПАВ имеют нулевой коэффициент передачи на нулевой частоте. Поэтому с помощью трансверсальных устройств на ПАВ нельзя реализовать фильтры нижних частот.

Основными областями применения полосовых фильтров являются системы сотовой и мобильной связи (радиотелефоны, радиоудлиннители, пейджеры), системы радиорелейной и спутниковой связи, устройства широкополосной передачи/приёма данных и высокоскоростного доступа в интернет, а также системы цифрового телевидения высокой чёткости (ТВ приемники, передатчики, модуляторы).

В настоящий момент ПАВ-технология позволяет реализовывать фильтры с центральными частотами от десятков МГц до нескольких ГГц, вносимыми потерями от 20 до 2 дБ и менее (в зависимости от относительной полосы пропускания и типа фильтра), коэффициентам прямоугольности по уровням 3 и 40 дБ, приближающимся к 1-1,2 (в широкополосных и сверхширокополосных фильтрах), избирательностью 40-60 дБ и более, неравномерностью АЧХ в полосе пропускания менее 0,5 дБ и пульсациями группового времени запаздывания сигнала в полосе менее 10 нс (в зависимости от частоты и относительной полосы). Размеры элементов топологии новейших полосовых фильтров на ПАВ на частоты 1,5-2,5 ГГц могут составлять 0,5 мкм и менее. Основными материалами, на базе которых реализуются фильтры на ПАВ обычно служат ориентированные пьезоэлектрические монокристаллы танталата и ниобата лития, кварца, лантано-галиевого силиката (лангасита) и некоторые другие.

Совокупный объем выпуска устройств на ПАВ в мире ещё в 1999 году составил около 1,5 миллиардов штук, а в 2007 году уже превысил 10

миллиардов штук. Наиболее широкое применение устройства на ПАВ находят в радиоэлектронных системах: мобильных телефонах, персональных радиостанциях, навигационных системах, радиолокационных и радиорелейных системах, а также космических спутниках различного назначения и ретрансляторах. При этом наблюдается устойчивая тенденция увеличения предельных значений и расширения спектра промежуточных и несущих частот.

Работа большинства полосовых фильтров, относящихся к трансверсальному типу, основана на принципах частотно-зависимого преобразования электрического сигнала в акустический сигнал (ПАВ) входным встречно-штыревым преобразователем (ВШП) фильтра и обратного преобразования ПАВ в электрический сигнал выходным ВШП.

Отличительной особенностью требований к современным полосовым фильтрам универсального назначения связи является высокая избирательность (более 40 дБ) в полосе заграждения и малых (менее 20 нс) пульсаций группового времени запаздывания (ГВЗ) в полосе пропускания при одновременно высокой прямоугольности АЧХ $S_{H40/3} \leq 1,5$ и часто широкой полосе пропускания ($>15\%$).

Проектированию обычных трансверсальных ПАВ-фильтров на базе двунаправленных ВШП, а также с использованием МПО посвящено довольно много работ [1-4,47-50,53], однако не трудно заметить, что такая технология проектирования в известной степени уже исчерпала свои возможности и всё меньше удовлетворяет современным требованиям к фильтрам на ПАВ.

Например, сочетание двух различных ВШП (аподизованных, взвешенных удалением электродов и т.д.), размещенных в одном акустическом канале фильтра, не обеспечивает требований из-за наличия ряда эффектов второго порядка. Так, использование 2-х аподизованных ВШП в одном канале для повышения избирательности невозможно из-за искажений, связанных с дифракцией ПАВ, излученных группами электродов с малым перекрытием в аподизованном ВШП. Причем попытки увеличения избирательности за счет уменьшения взвешивания аподизованных ВШП приводят только к увеличению дифракционной

расходимости пучка ПАВ и, как следствие, к ухудшению воспроизводимости моделируемых характеристик в реальных фильтрах. Использование же многополосковых ответвителей (МПО) увеличивает и без того большие потери. Также крупным недостатком фильтров на традиционных двунаправленных структурах являются большие пульсации ГВЗ и вносимые потери, особенно при реализации широкополосных АЧХ на их базе. Таким образом, по ряду причин (большие вносимые потери, сложность реализации широкополосных АЧХ, большие пульсации АЧХ и ФЧХ в полосе), класс трансверсальных фильтров на базе двунаправленных ВШП, за исключением отдельных специфических применений, можно считать устаревающим. Системы автоматизированного проектирования (САПР), написанные в 1990-х годах для таких фильтров [53] также сложны для массового использования, не отвечают современным требованиям эргономики и часто не функционируют на базе современных операционных систем.

Одним из самых перспективных и современных направлений развития ПАВ-технологии является создание полосовых трансверсальных фильтров на базе квазивеерных однофазных однонаправленных преобразователей (Quasi-slanted Single Phase Unidirectional Transducers - QSPUDT). Главными преимуществами фильтров на базе этих ОФНП структур является практическая возможность совмещения широкой полосы пропускания (до 60%) со значительно меньшими (на 5-15 дБ) потерями и коэффициентом прямоугольности, чем в традиционных двунаправленных структурах с регулярным периодом элементарной секции ВШП.

Постоянное расширение полосы пропускания различных приёмо-передающих устройств обуславливает всё возрастающую нагрузку на частотный диапазон. В этих условиях становится особо актуальной задача фильтрации широкополосного сигнала с использованием промежуточной частоты, так как в этом случае значительно снижается влияние температурного коэффициента частоты (ТКЧ) и падает доля переходной полосы от исходной частоты.

Относительно не высокая технологическая требовательность при производстве, а также современные успехи в области проектирования квазивеерных фильтров на ОФНП позволяют говорить о значительном повышении их конкурентоспособности по сравнению с другими типами фильтров.

Однако следует отметить, что сложность их проектирования с использованием традиционных методов многоступенчатого синтеза очень высока. При таком синтезе сначала моделируется частотная характеристика отдельного субканала, суммарная характеристика всех субканалов каждого преобразователя, а затем характеристика всего фильтра, как суммарная обоих преобразователей. Такая методика обычно не учитывает сложные взаимодействия входного и выходного преобразователей, взаимное влияние соседних субканалов, различные дифракционные эффекты и не обладает достаточной степенью предсказуемости [47,48,51]. При использовании этих методов результат в высокой степени зависит от опыта разработчика. К тому же программы синтеза, используемые при таком методе являются эксклюзивными разработками фирм-производителей и открыто не распространяются, зачастую являясь коммерческой тайной этих фирм.

В свете этого задача поиска новых методов разработки квазивеерных фильтров на ОФНП средствами общедоступного программного обеспечения является крайне актуальной.

Улучшение характеристик фильтров этого типа является также особо актуально, так как это может расширить их применение и вывести уже существующие системы, имеющие в своём составе квазивеерные фильтры на ОФНП, на качественно новый уровень без дополнительных затрат.

1 Трансверсальные фильтры на ПАВ: важнейшие параметры, методы моделирования и измерения характеристик

1.1 Важнейшие параметры трансверсальных фильтров на ПАВ и принцип их действия

Как уже было сказано, современный полосовой фильтр на ПАВ представляет собой акустоэлектронное устройство, служащее для выделения определенного спектра из всего радиочастотного диапазона [1-4,24,25]. Принцип работы этого устройства основан на частотно-зависимом преобразовании входного электромагнитного сигнала в акустический на входе и его обратном частотно-зависимом преобразовании в электромагнитный сигнал на выходе (см. Рисунок 1)

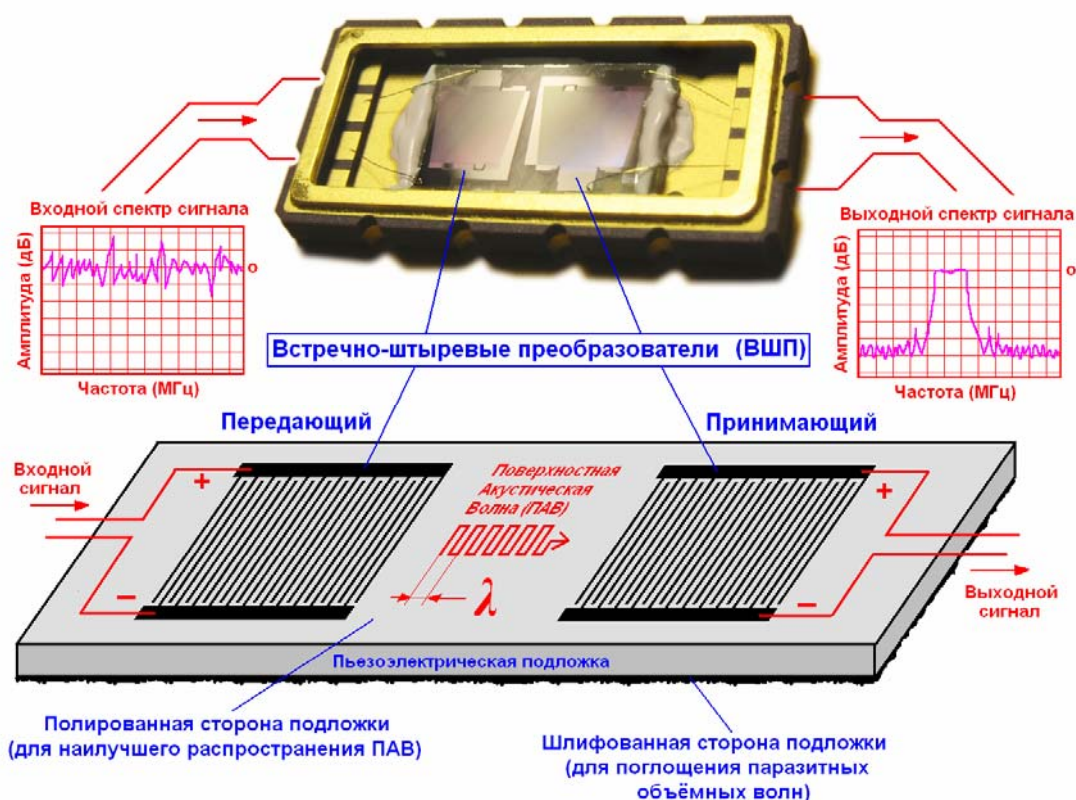


Рисунок 1 – Увеличенное фото современного трансверсального фильтра на ПАВ на 70 МГц в SMD корпусе 13,3×6,5 мм (без крышки) и упрощённая схема его работы

Главной спецификой пьезоэлектрических фильтров на ПАВ является то, что скорость распространения ПАВ в кристалле на несколько порядков меньше скорости ЭМ волны ($\sim 3\text{-}4$ км/с против $3 \cdot 10^5$ км/с), что делает возможным создание элементов селективных преобразователей, соизмеримых по своим размерам с длинами волн необходимого спектра пропускания.

Основными параметрами полосового фильтра являются: центральная частота (F_0) [МГц], полоса пропускания по определённому уровню дБ (BW - bandwidth) [МГц], групповое время запаздывания (ГВЗ) сигнала в полосе пропускания (GDT – group delay time) [нс], вносимые потери (IL – insertion loss) [дБ], неравномерность в полосе пропускания (AR – amplitude ripple) [дБ], гарантированное затухание сигнала в полосе заграждения или избирательность (UR – ultimate rejection) [дБ] и температурный коэффициент задержки (TCD – temperature coefficient of delay) [ppm/°C], [ppm/°C²], который определяется материалом подложки и может носить линейный или квадратичный характер [1,2,3,23].

В зависимости от конкретного применения того или иного фильтра на ПАВ, предъявляются наиболее жёсткие требования к тому или иному параметру. Например, для навигационных систем очень критичными являются параметры пульсаций ГВЗ и АЧХ, так как они напрямую влияют на точность определения координат, а для различных систем связи может оказаться более критичным избирательность и вносимые потери, что связано с острой необходимостью максимальной очистки основного сигнала от шумов и минимальным его затуханием, так это напрямую влияет на дальность приёма.

Специфика каждого применения фильтра на ПАВ может сильно отличаться, в связи с тем, что реализовать одновременно все параметры на самом высоком уровне как технически, так и теоретически не возможно; при разработке приходится делать акцент на достижение наиболее важных для конкретного случая параметров. Фильтры на ПАВ подразделяются на два основных класса: резонаторные и трансверсальные.

Резонаторные фильтры построены на акустически связанных резонаторах и служат для узкополосной ($BW_3 \sim 0,05-3\%$) высокоизбирательной ($UR \sim 50\text{дБ}$) частотной селекции спектра. В основе их принципа действия лежит акустический резонанс «стоячей» ПАВ. Трансверсальные фильтры построены на двух электрически несвязанных ВШП, которые преобразуют ЭМ сигнал в «бегущую» ПАВ и обратно (см. рисунок 1). Трансверсальные ПАВ-фильтры служат, главным образом, для среднеполосной и широкополосной высокоизбирательной ($UR \sim 40\text{дБ}$) частотной селекции спектра. Одними из наиболее перспективных трансверсальных фильтров на ПАВ являются фильтры на базе однофазных однонаправленных преобразователей (ОФНП, SPUDT – single phase unidirectional transducer) . Ниже, в таблице 1 приведена условная классификация фильтров на ПАВ по полосам пропускания, а также основные используемые в них пьезокристаллы и типы фильтров.

Таблица 1 – Условная классификация фильтров на ПАВ по полосам пропускания, используемые пьезокристаллы и типы фильтров

Класс фильтров на ПАВ	BW_3^*	Используемые типы фильтров	Используемые пьезокристаллы
Сверхширокополосные	$> 40\%$	на базе ОФНП	ниобат лития
Широкополосные	15-40%	на базе ВШП с МПО, на базе ОФНП	ниобат лития
Среднеполосные	5-15%	на базе ВШП с МПО, на базе ОФНП	ниобат лития, танталат лития
Узкополосные	1-5 %	Резонаторные, на базе ВШП с МПО, на базе ОФНП	танталат лития, кварц, лангасит

* BW_3 (Bandwidth) – полоса пропускания по уровню -3 дБ от максимума

Более подробно про фильтры на базе ОФНП изложено далее, в разделе 2.

1.2 Моделирование трансверсального фильтра с n-отводами по модели дельта-источников

Прежде, чем рассматривать вопрос о возможности реализации реальных трансверсальных фильтров на ПАВ, следует обратиться к выражению, описывающему частотную характеристику трансверсального фильтра в общем виде по модели дельта-источников [1,24]. Входной сигнал $V_i(t)$ может быть представлен в этом случае в обычной комплексной форме $V_{ex}(f)e^{i2\pi ft}$. Величина V_{ex} характеризует амплитуду и фазу входного напряжения, а показатель степени экспоненты – его изменение во времени. Напряжение на выходе фильтра представляет собой сумму сигналов, поступающих через каждый отвод. Каждый из этих сигналов задержан на время D_n и является результатом умножения на весовой коэффициент a_n . При общем числе отводов N :

$$V_{out}(f) = V_{in}(f) \cdot \sum_{n=1}^N a_n e^{-i2\pi f D_n}$$

Показатель степени $2\pi f D_n$ можно рассматривать как фазовый угол непрерывного сигнала на n -м отводе. Передаточная функция фильтра $H(f)$ определяется как отношение входного и выходного напряжений:

$$H(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = \sum_{n=1}^N a_n e^{-i2\pi f D_n}$$

Вид частотной характеристики фильтра характеризуется двумя наборами переменных: весовыми коэффициентами a_n и временем задержки между отводами D_n – чисто действительными числами. Каждый отдельный член этой суммы имеет амплитуду a_n и фазу $2\pi f D_n$. Векторная сумма этих членов и будет являться передаточной функцией фильтра.

ВШП фильтра на ПАВ содержит металлические электроды с чередующейся полярностью, нанесённые на пьезоэлектрическую подложку. Эти электроды можно рассматривать как отводы трансверсального фильтра, а их шины в качестве суммирующих устройств. В уравнениях движения ПАВ,

распространяющихся в пьезоэлектрической среде, именно градиент электрического поля обуславливает формирование ПАВ при подаче напряжения на преобразователь. Градиент электрического поля максимален на краях металлических электродов и его можно аппроксимировать δ -функциями. К сожалению, этой простой модели не учитывается тот факт, что внешний генератор или нагрузочное сопротивление изменяют поведение ВШП. Однако, модель с δ -функциями вполне приемлема для случая пьезоэлектрических подложек с малым КЭМС, и несмотря на свою простоту, она даёт вполне удовлетворительное первое приближение при описании работы ВШП даже на таких материалах, как танталат или ниобат лития.

ПАВ, генерируемую преобразователем, можно рассматривать как сумму волн, создаваемых каждым отдельным δ -источником. Все электроды, присоединённые к общей шине, возбуждаются одним и тем же напряжением и создают волны с одной и той же фазой. Однако, поскольку электроды размещены вдоль ВШП, то по достижении конца ВШП, каждая из них приобретает свой фазовый угол. Таким образом амплитуда ПАВ в точке X определяется следующим выражением:

$$A(f) = \sum_{n=1}^N I_n \exp \left[i \frac{2\pi f}{v} \cdot (X - x_n) \right]$$

где $I_n = \pm I$ в соответствии со знаком источника; x_n – положение n -го источника; N – общее количество электродов источника.

Для визуализации этой модели и наглядной демонстрации её поведения в зависимости от изменения входящих в неё параметров, был составлен алгоритм и написана программа-модель идеального трансверсального фильтра на ПАВ (в среде MatLab7.1). Программа (см. приложение 1) состоит из двух частей – части, задающей входные данные, и части, выполняющей расчёт АЧХ первого, второго ВШП и суммарной АЧХ с последующей демонстрацией графиков.

Данная программа производит расчёт комплексной амплитуды в каждой точке частоты (с заданной дискретностью) в заданном интервале для каждого

электрода передающего и принимающего ВШП. Затем, для каждой точки частоты производится суммирование комплексных амплитуд, учитывающее влияние каждого электрода первого ВШП на каждый электрод второго ВШП, после чего воспроизводятся все 3 характеристики: ВШП1, ВШП2 и суммарная. Программа наглядно демонстрирует первый этап синтеза любого трансверсального фильтра на ПАВ на базе двунаправленных ВШП по модели дельта-источников. Характеристики трансверсального фильтра и обоих его преобразователей, рассчитанные данной программой показаны на рисунке 2. При необходимости, для задания амплитудного взвешивания электродов, в данной модели может быть дополнительно введён массив взвешивающих коэффициентов каждого отвода.

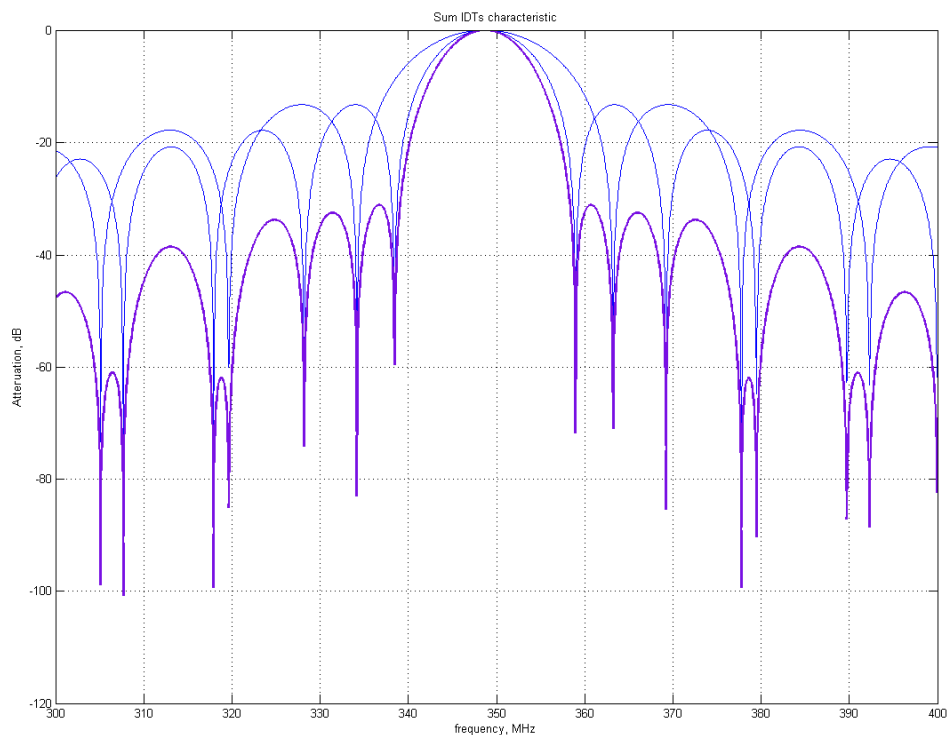


Рисунок 2 – Характеристики ВШП1, ВШП2 и суммарная (выделена более жирной линией)

Количество отводов в 1-м и 2-м преобразователе обычно подбирается таким образом, чтобы минимумы характеристики одного совпадали с максимумами характеристики другого, за исключением центральных лепестков

характеристик, которые должны совпадать. Таким образом в этой модели достигается максимальная избирательность фильтра на ПАВ. Этот же принцип лежит в основе и при разработке более сложных фильтров. Дополнительным средством воздействия на характеристику в модели дельта-источников является так называемое взвешивание преобразователей из n-отводов фильтра путём их различного перекрытия, моделирующего импульсный отклик; избирательного удаления электродов или ёмкостного взвешивания электродных секций, что главным образом влияет на электрические характеристики фильтра. Все эти методы хорошо известны и подробно описаны в тематической литературе [1-4], поэтому подробное их рассмотрение здесь не приводится.

1.3 Модель эквивалентных схем

В модели эквивалентных схем [1,3,25] используется упрощённое представление о распределении полей, во одном из них предполагается, что векторы направления распространения ПАВ параллельны векторам электрического поля, в другом (распределение поля в пьезоэлектрическом стержне), что они перпендикулярны рисунок 3.

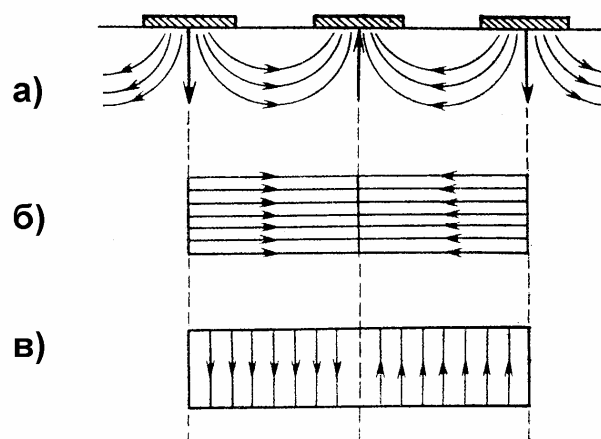


Рисунок 3 – Распределение электрических полей в ВШП:

а) Упрощённая картина фактического распределения; б) Распределение в модели с параллельным полем; в) распределение в модели с поперечным полем.

Значительное преимущество подобного упрощения состоит в том, что становится возможным отображение каждой периодической секции ВШП некой эквивалентной схемой и представление в виде каскада его периодических секций, электрически соединённых параллельно. На рисунке 4 показаны пьезоэлектрический стержень, пьезоэлектрическая пластина и эквивалентная схема. При $\alpha = 0$ схема соответствует случаю стержня и модели с параллельным полем, а при $\alpha = 1$ – случаю пластины и модели с поперечным полем.

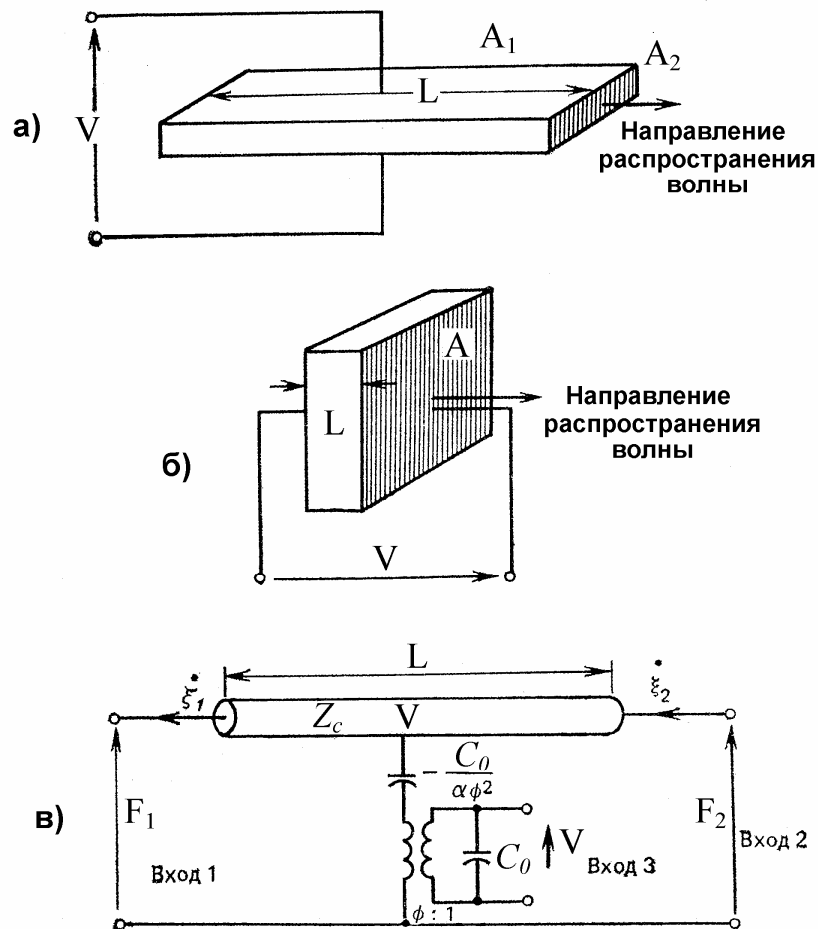


Рисунок 4 – а) Упрощённое изображение пьезоэлектрического стержня;
 б) Пьезоэлектрической пластины; в) Общая эквивалентная схема.

Обозначения:

ξ - скорость частиц;

F – сила;

L – длина эквивалентной линии передачи;

v – фазовая скорость волны;

Z_c – механическое характеристическое сопротивление линии ($\rho v A_1$ – для пластины, $\rho v A_2$ – для стержня);

C_0 – статическая ёмкость устройства;

ϕ – коэффициент трансформации трансформатора, обеспечивающего переход от электрических величин к механическим.

Для обеих моделей $\phi = k_2 C v Z_c / L$, где k – КЭМС.

Наиболее существенное отличие модели стержня и пластины состоит в том, что в эквивалентной схеме стержня отсутствует отрицательная ёмкость ($\alpha = 0$). Данное обстоятельство отражает тот факт, что стержень возбуждается напряжением, а пластина – током. На рисунке 5 показаны различные эквивалентные схемы, полученные из общей путём замены нагруженной линии передачи трансформатором Z .

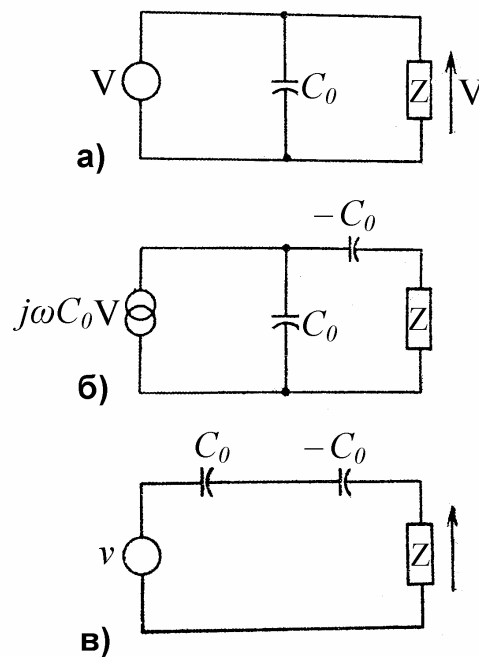


Рисунок 5 – Эквивалентные схемы: а) Стержень, возбуждаемый источником напряжения; б) Пластина, возбуждаемая источником тока; в) Преобразование источника тока, возбуждающего пластину в источник напряжения.

Схема, показанная на рисунке 5,а , соответствует стержню, рисунке 5,б – пластине. Вместе с тем, согласно теореме Тевенина, источник тока в схеме, приведённой на рисунке 5,б, параллельный ёмкости может быть преобразован в источник напряжения схемы с последовательной ёмкостью рисунке 5,в. В схемах на рисунке 5,а и в, приложенное напряжение не зависит от величины Z . Поскольку Z – это одно и то же сопротивление и для пластины и для стержня, то, отображая процесс распространения ПАВ в обоих случаях мы получим одну и ту же частотную характеристику для стержня, возбуждаемого источником напряжения постоянной амплитуды, и пластины, возбуждаемой источником тока постоянной амплитуды.

Ещё одно следствие наличия в схеме отрицательной ёмкости состоит в её влиянии на коэффициент отражения на входе 1, когда вход 2 нагружен на характеристическое сопротивление линии Z_c , а вход 3 (электрический) разомкнут или короткозамкнут. В случае с пластиной (рисунке 4,в $\alpha = 1$), если вход 3 разомкнут, то статическую ёмкость C_0 , благодаря наличию трансформатора можно представить как ёмкость C_0/ϕ^2 , последовательно соединённую с отрицательной ёмкостью $-C_0/\phi^2$. Таким образом, при разомкнутом входе 3 внешняя цепь линии передачи заземлена, а коэффициент отражения на входе 1 равен 0, если вход 2 нагружен на Z_c . И наоборот, если вход 3 короткозамкнут, то внешняя цепь цепи линии передачи соединена с «землёй» через отрицательную ёмкость, и наблюдается рассогласование по сопротивлению, а следовательно, коэффициент отражения на входе 1 не равен нулю.

Важным следствием этого является эффект регенерации (иногда он называется акустическим взаимодействием), благодаря которому волна, формируемая в некоторой удалённой точке, воспринимается и переизлучается любым преобразователем, находящимся на пути её распространения, что искажает эффективную амплитуду любых волн, генерируемых этим преобразователем. Этот процесс переизлучения приводит к конечной величине коэффициента отражения в пластинах с короткозамкнутыми электродами. Это

явление можно чётко проследить, рассматривая преобразователи большой длины, которые можно считать состоящими из ряда моделирующих пластин, соединённых акустически последовательно и электрически параллельно и возбуждаемых источником напряжения постоянной амплитуды. Волна, генерируемая любым отдельным преобразователем, через некоторое время будет принята некоторым другим преобразователем и электрически передана всем элементарным преобразователям структуры (электродным парам), которые переизлучают её в виде упругих волн. В результате этого преобразователь в целом будет иметь бесконечный импульсный отклик, а частотная характеристика будет иметь ярко выраженную асимметрию.

Ещё один любопытный эффект наблюдается в преобразователях в виде стержней. Как показано на рисунке 4,в, стержень с короткозамкнутыми электродами имеет коэффициент отражения, равный нулю, а с разомкнутыми – неравный нулю. Следовательно, если бы рассмотренный выше составной преобразователь был выполнен из стержневых преобразователей, то эффект взаимодействия волн не наблюдался бы. Однако, если бы этот составной преобразователь возбуждался (электрически последовательно) источником постоянного тока, взаимодействия бы по-прежнему не наблюдалось.

Более подробное описание явления взаимодействия волн в ВШП большой длины и модели эквивалентных схем можно найти в тематической литературе [1,25].

1.4 Методика комплексных измерений частотных характеристик ВЧ фильтров на ПАВ

В ходе проведённой работы использовалась методика высокоточного измерения пассивных четырехполюсников без их монтажа на печатные платы, с использованием специальных ВЧ контактных устройств [9]. Все измерения характеристик проводились на калиброванном анализаторе цепей Agilent 8753E.

Данный прибор позволяет регистрировать и записывать в графический или текстовый файл формата Touchstone - полную матрицу S-параметров четырехполюсников [27] с частотной разрешающей способностью 1600 точек на частотный диапазон и динамическим диапазоном более 100 дБ в диапазоне частот от 300 КГц до 6 ГГц. Это в несколько раз превосходит те требования, которые обеспечивают необходимую точность измерений частотных характеристик исследуемых в данной работе образцов фильтров на ПАВ.

Для повышения точности измерений и более тщательного согласования фильтров с нагрузкой использовалась специально разработанная методика комплексных измерений частотных характеристик ВЧ фильтров на ПАВ. Методика подразумевает использование векторных анализаторов цепей фирмы Agilent Technologies [52] или аналогов, позволяющих регистрировать и записывать в файл формата Touchstone S-параметры измеряемого фильтра, наличие быстродействующего ПК, программных пакетов Microwave Office [28,37] и Math CAD, а также специального контактно-измерительного приспособления, изготовленного с учётом спецификаций исследуемого фильтра на ПАВ. Общий вид системы представлен на рисунке 6.

Векторный анализатор цепей Agilent 8753E

Рисунок 6 – Общий вид измерительной системы (герметизированные фильтры на ПАВ размещаются в специальном посадочном месте ВЧ контактного устройства)

Методика включает в себя следующие этапы:

1. Калибровка измерительного оборудования под соответствующий частотный диапазон фильтра.
2. Регистрация и запись в файл формата Touchstone S-параметров электромагнитного тракта контактно-измерительного приспособления.
3. Регистрация и запись в файл S-параметров комплекса «ПАВ фильтр + контактно-измерительное приспособление».
4. Расчёт компьютерными методами S-параметров “чистого” фильтра путём учёта сдвига фаз, вносимого измерительным приспособлением и сохранение полученных результатов в формате Touchstone.

5. Загрузка полученного файла в пакет Microwave Office в качестве модели элемента и виртуальное подключение к нему предполагаемых согласующих цепей.
6. Регулировка номиналов элементов для достижения наилучших результатов посредством инструмента Variable Tuner пакета Microwave Office с наблюдением интерактивной динамики изменения характеристики комплекса «согласующие цепи + фильтр».
7. Установка согласующих цепей в измерительное приспособление и измерение параметров фильтра с помощью анализатора цепей.

С помощью этой методики можно наиболее оптимально, интерактивно и быстро настраивать ПАВ-фильтры для решения конкретных поставленных задач, в широких пределах управлять их характеристикой, визуально прослеживая на модели динамику её изменения в зависимости от определённых электромагнитных факторов (возможен учёт паразитных явлений). Также она позволяет измерить характеристики ПАВ-фильтров в несогласованном режиме с высокой степенью достоверности, что очень важно для исследования различных эффектов первого и второго порядка сильно влияющих на поведение ПАВ в кристаллах, а следовательно и на характеристики фильтра.

Следует также отметить, что данная методика довольно универсальна и может быть применима не только к трансверсальным ПАВ-фильтрам, но и к другим ВЧ устройствам, которые могут быть описаны как пассивные четырёхполюсники с помощью S-параметров.

2 Квазивеерные поверхностно-акустические преобразователи.

2.1 Двухнаправленные квазивеерные преобразователи.

Базовый двухнаправленный SFIT [34] показан на рисунке 7. Как показано, основные требования к геометрии фильтра подразумевают постоянный период вдоль каждого акустического канала (параллельно распространению ПАВ). Для фазолинейного фильтра расстояние между центрами ВШП (групповое время запаздывания) должно быть постоянно по оси, перпендикулярной направлению распространения ПАВ.

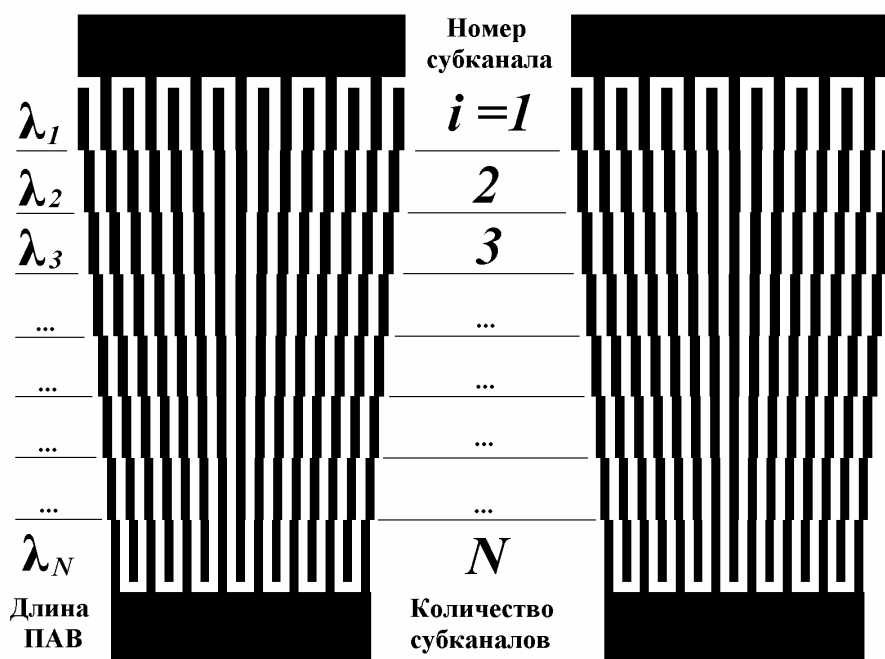


Рисунок 7 - Базовый ПАВ-фильтр на квазивеерных преобразователях

Как показано на рисунке 7 акустическая передача звукопровода фильтра может быть представлена как сумма нескольких параллельных каналов. В каждом отдельном канале поведение квазивеерного фильтра может приближённо считаться как поведение обычного ВШП с центральной частотой,

соответствующей этому каналу. Передаточная функция $H_i(f)$ i -го канала может быть представлена, как;

$$H_i(f) = HI_i(f) * HO_i^*(f) * e^{-i\beta L_i},$$

где $HI_i(f)$ и $HO_i(f)$ являются входными и выходными передаточными функциями соответственно; $HO_i^*(f)$ комплексно сопряжено с $HO_i(f)$; $\beta = 2\pi/\lambda = 2\pi f/v$ – постоянная фазы; L_i – расстояние между центрами входного и выходного ВШП.

Суммарная передаточная функция $H_N(f)$ SFIT фильтра может быть представлена как:

$$H_N(f) = \sum_{i=1}^N HI_i(f) * HO_i^*(f) * e^{-j\beta L_i},$$

где N – число каналов. Обычно, N колеблется в диапазоне от 30 до 200 в зависимости от рассчитанных пульсаций в полосе пропускания или фактора прямоугольности, не зависящего от N для реальных фильтров.

В фазолинейных фильтрах L_i постоянно для каждого канала. В результате:

$$H_N(f) = e^{-j2\pi f t_o} \sum_{i=1}^N HI_i(f) * HO_i^*(f),$$

где $t_o = L_o/V$, а V скорость распространения ПАВ.

2.2 Однофазные однонаправленные ВШП (ОФНП) и их основные используемые типы.

Основным недостатком обычного встречно-штыревого преобразователя ПАВ являются высокие вносимые потери, обусловленные двунаправленностью излучения ПАВ и составляющие для фильтра на ПАВ не менее 6 дБ даже в режиме оптимального согласования.

Наряду с двунаправленными ВШП существует довольно много видов и однонаправленных преобразователей ПАВ [35,36], среди которых однофазные однонаправленные преобразователи (ОФНП или SPUDT - Single Phase Unidirectional Transducer) следует выделить в одну, наиболее перспективную группу.

Однофазные однонаправленные встречно-штыревые преобразователи (ОФНП) являются одним из ключевых элементов современной ПАВ-технологии, так как позволяют отразить значительную часть ПАВ, генерирующейся в обратном направлении, синфазно и сонаправленно основной волне, увеличивая таким образом её комплексную амплитуду. Это позволяет значительно увеличить эффективность преобразователей и снизить вносимые потери фильтров на ПАВ без существенных ухудшений других характеристик. В большинстве конструкций ОФНП это достигается путём добавления в элементарную секцию дополнительного отражательного элемента. Снижение потерь в этом случае по сравнению с аналогичным двунаправленным преобразователем может достигать 5-10 дБ и более, в зависимости от типа и конфигурации топологии фильтра.

Базовые однофазные однонаправленные ВШП (SPUDT) впервые наиболее полно были описаны С. Hartmann [15]. Стандартный преобразователь разделённого акустического отражения (Distributed Acoustic Reflection Transducer - DART) [15,17] и компенсированные по ширине электродов SPUDT структуры (Electrode Width Compensation - EWC) показаны на рисунке 9 и 11. Для трансверсальных фильтров, основанных на SPUDT-структуре, максимальная полоса пропускания (для эффективной однонаправленности) ограничена отражением в полосе пропускания, который зависит от свойств пластины и металлизации. Это обуславливает узкополосное назначение обычных SPUDT фильтров в сравнении с фильтрами на базе двунаправленных ВШП при использовании тех же материалов подложек.

Основные используемые типы структур ОФНП и их векторные диаграммы излучения и отражения приведены на рисунках 9-12, ниже. Период

каждой из этих структур соответствует элементарной секции и равен длине ПАВ. Обозначения ТС и РС соответствуют условным центрам возбуждения и отражения ПАВ в элементарной секции. Векторные диаграммы ОФНП излучаемой и отражённой волны рассчитывались по относительным фазовым положениям кромок электродов элементарной секции. Схема учёта векторов кромок излучаемой и отражённой волны приведена на примере ОФНП с разделённым акустическим отражением на рисунке 8.

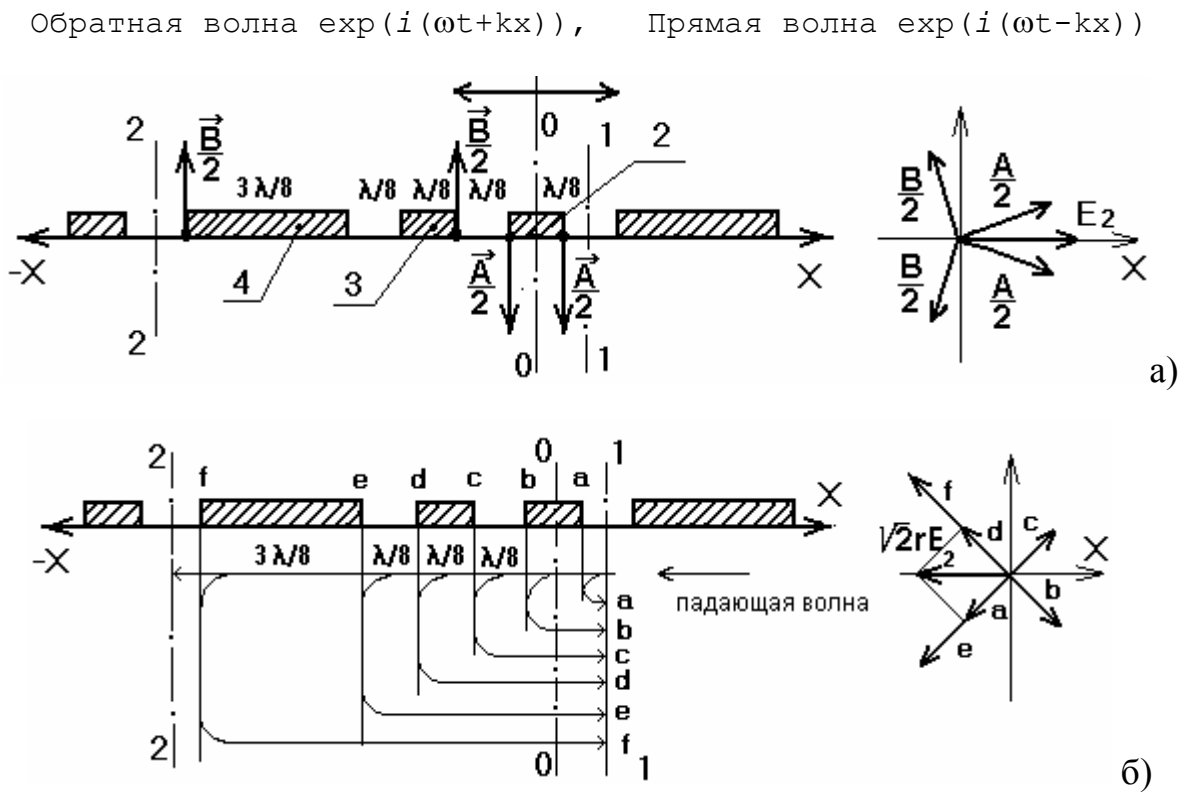
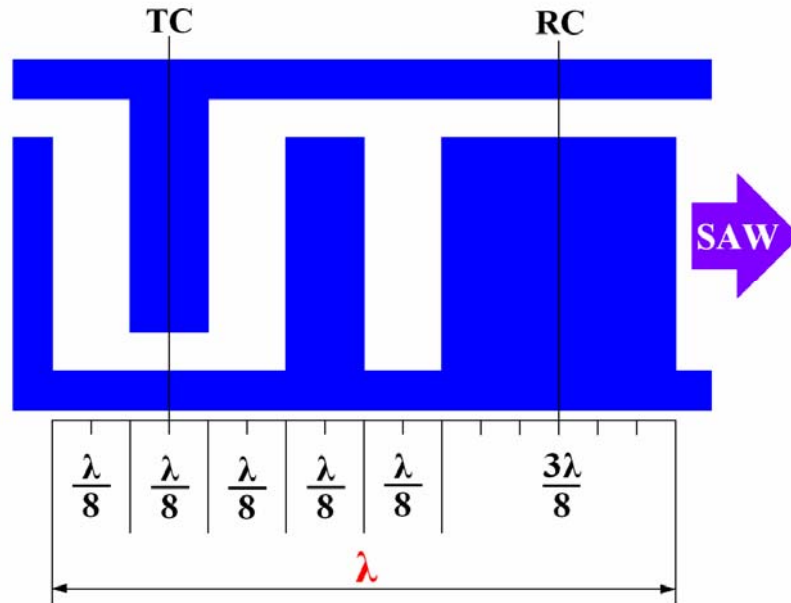


Рисунок 8 - Схема учёта векторов кромок излучаемой (а) и отражённой (б) волны в ОФНП разделённого акустического отражения.

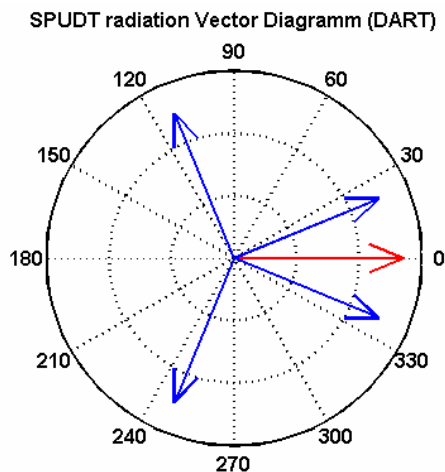
Комплексный вклад амплитуды каждой активной кромки рассчитывался по формуле $A = \exp(i(\omega t + kx))$, где $k = \pm 1$ для прямой и отражённой волн, ω - круговая частота, а x - координата кромки электрода. Расчеты производились посредством пакета MathLab 7.1 При расчёте фаз отражённой волны учитывались все кромки электродов, при расчёте излучённой только активные. Учитывалось также, что при отражении от кромки фаза меняется на

180°. Далее проводился расчёт суммарного вектора как комплексная сумма векторов кромок и строилась их векторная диаграмма. Вектора кромок на диаграммах обозначены синим цветом, а их результирующий вектор – красным. В некоторых случаях суммарный вектор может совпадать по направлению и величине с одним из векторов суммы, в таком случае изображён только вектор суммы (см. рисунок 9-12).

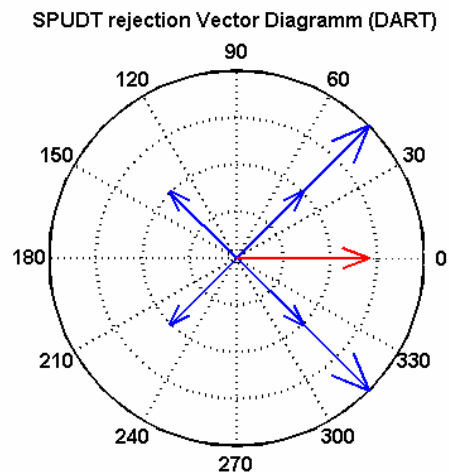
DART SPUDT



a)



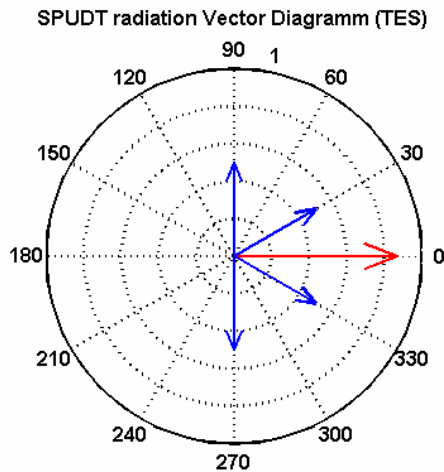
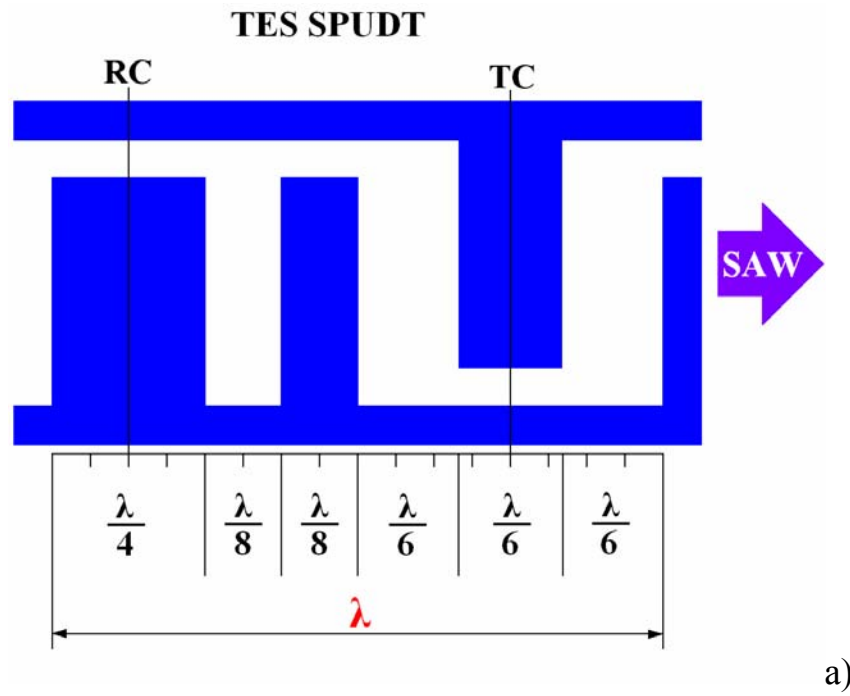
б)



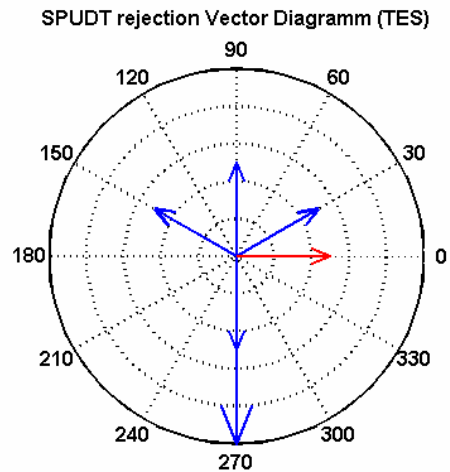
в)

Рисунок 9: а) ОФНП разделённого акустического отражения (DART – Distributed Acoustic Reflection Transducer); б) Векторная диаграмма излучения ПАВ; в) Векторная диаграмма отражения ПАВ.

ОФНП разделённого акустического отражения (DART – Distributed Acoustic Reflection Transducer). Это один из первых ОФНП с высокой эффективностью отражения. Используется главным образом в фильтрах американского производства.



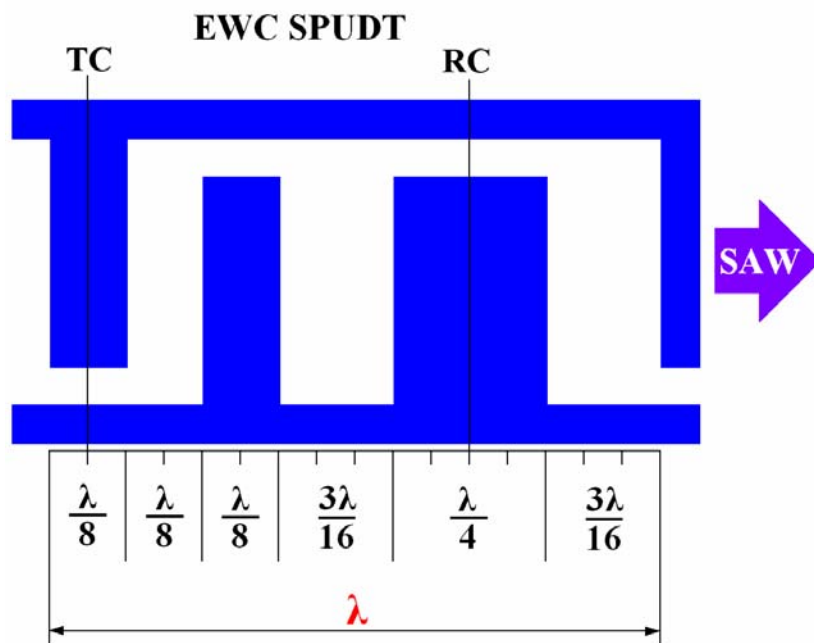
б)



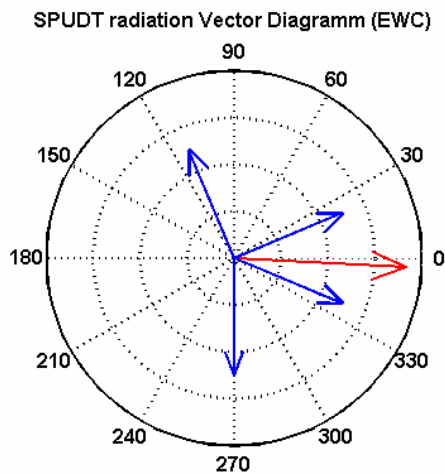
в)

Рисунок 10: а) ОФНП с трёхэлектродной секцией (TES - Three Electrode Section); б) Векторная диаграмма излучения ПАВ; в) Векторная диаграмма отражения ПАВ.

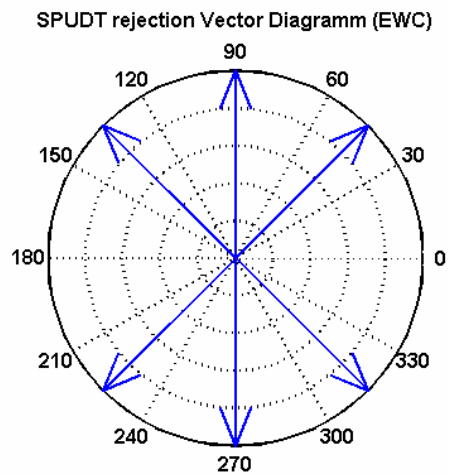
ОФНП с трёхэлектродной секцией (TES - Three Electrode Section). Данный тип преобразователя используется в сверхширокополосных фильтрах ФП-59, ФП-473, ФП-474, ФП-483 и ФП-488, о которых будет рассказано далее.



a)

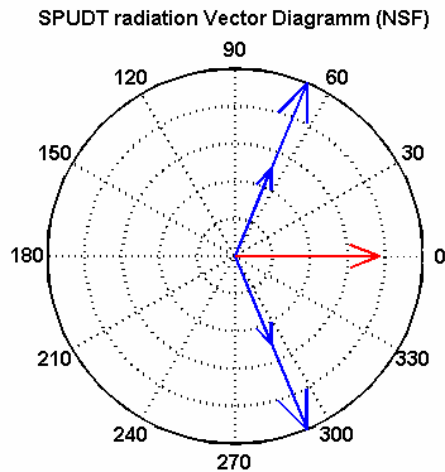
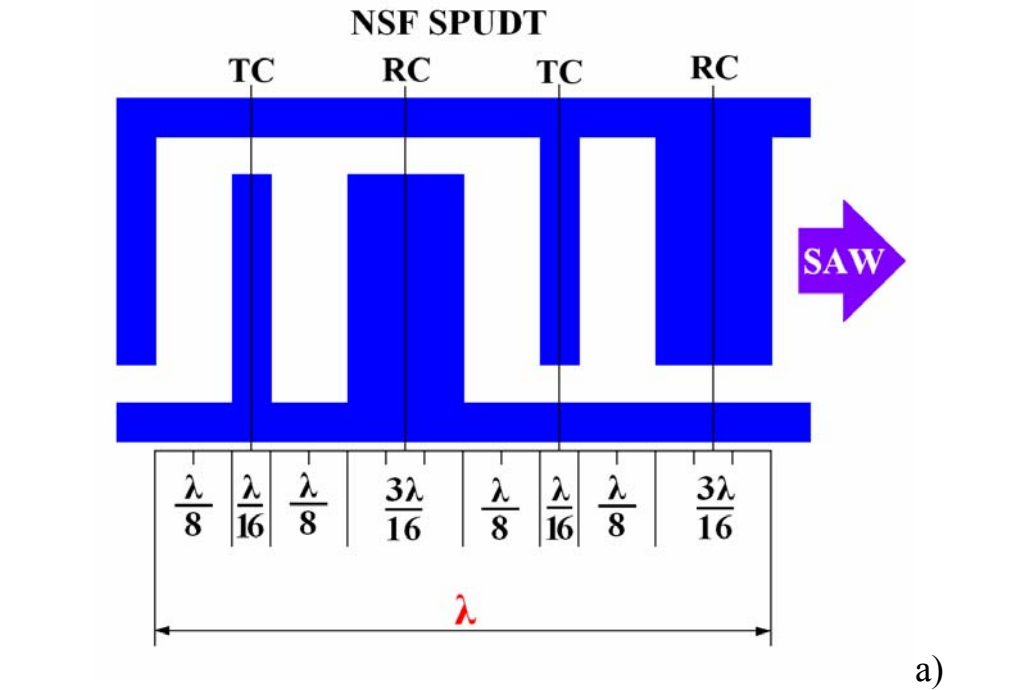


б)

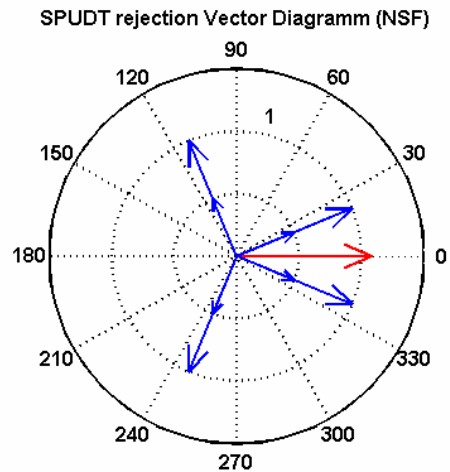


в)

Рисунок 11: а) ОФНП с компенсацией электродов по ширине (EWC - Electrode Width Compensation); б) Векторная диаграмма излучения ПАВ; в) Векторная диаграмма отражения ПАВ.



б)



в)

Рисунок 12: а) ОФНП с неоднородными расщеплёнными электродами (NSF - Nonuniform Split Finger); б) Векторная диаграмма излучения ПАВ; в) Векторная диаграмма отражения ПАВ.

ОФНП с неоднородными расщеплёнными электродами (NSF - Nonuniform Split Finger). Данный тип преобразователя является одним из самых эффективных, о чём можно судить по векторным диаграммам направленности и отражения. Он использовался в среднеполосных фильтрах ФП-401, ФП-457 и ФП-414, о которых будет рассказано далее.

2.3 Квасивеерные однофазные однонаправленные преобразователи.

Веерные преобразователи (SFIT – slanted fingers interdigital transducer) были впервые предложены Yamanouchi и другими в 1968 и развиты Van der Neuvet только 25 лет спустя. Campbell и другие [16,34] развили методики разработки широкополосных линейно фазовых фильтров на базе SFIT.

Фильтры, использующие SFIT по сравнению с обычными ПАВ-фильтрами имеют следующие преимущества:

- Малые пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания;
- Низкие вносимые потери.

Среди недостатков SFIT следует отметить дифракционные искажения и большую ёмкость преобразователя. Также становится более сложным разработка и производство фотошаблона.

Существуют различные типы двунаправленных SFIT для широкополосных фильтров, такие как изогнутые ВШП, сужающиеся преобразователи [3] и веерообразные преобразователи [2,34]. Все эти типы преобразователей представляют собой ВШП с изменяющимися периодами вдоль оси, перпендикулярной распространению ПАВ.

В течении последних лет интерес к фильтрам на базе SFIT сильно увеличился благодаря использованию однофазных однонаправленных преобразователей (SPUDT) [15]. Веерные однонаправленные преобразователи (SFUT) позволяют значительно (в 1,5-2 раза в дБ) уменьшить вносимые потери и сигнал тройного прохождения (TTS) для широкополосных фильтров.

В связи с тем, что число электродов в веерном ВШП напрямую не зависит от общей полосы пропускания фильтра, становится возможным добиться требуемой полосы пропускания фильтра одновременно с реализацией оптимальной однонаправленности в каждом канале. Эта особенность SFUT позволяет комбинировать преимущества SFIT и SPUDT в одной структуре.

При описании веерного фильтра используется допущение, что каждая частота фильтра в полосе пропускания может быть получена с помощью

узкоапертурного, узкополосного субканала, который электрически параллелен свободному преобразователю и который может быть приближённо представлен как отдельный конденсатор. Действие ОФНП в данном случае проявляется таким образом, что в каждой узкой полосе фильтра мы имеем достаточно электродов, отражающих на соответствующей частоте, так что отражательная способность отдельного электрода может быть сравнительно мала, то есть составлять порядка 1%. Однако суммарная отражательная способность может быть выше 10% и достигать до 20%, что в обычном ВШП с постоянным периодом для широких полос пропускания не реализуемо.

По этой причине веерные однонаправленные преобразователи очень полезны для реализации среднеполосных и широкополосных высокоизбирательных фильтров с малыми потерями (см. таблица 1). Разумеется, относительно малыми потерями, по сравнению с аналогичными по полосе двунаправленными ВШП с постоянным периодом [26].

В связи с вышеупомянутой особенностью проектирования преобразователей веерных фильтров, подразумевающей разбиение на субканалы, веерные фильтры часто называются квазивеерными (QSPUDT – quasi slanted single phase unidirectional transducer).

Квазивеерные ОФНП могут иметь в своем составе электроды шириной $\lambda/8$ или даже $\lambda/16$, что предъявляет более высокие требования к разрешающей способности фотолитографического оборудования. Это обуславливает их более низкий технологический предел изготовления, чем у резонаторных фильтров. Потенциальная (выделено синим) и наиболее целесообразная (выделено жёлтым) частотно-полосная область реализации ПАВ-фильтров на базе квазивеерных ОФНП, а также ориентировочный технологический предел их изготовления показаны ниже, на диаграмме рисунка 13.

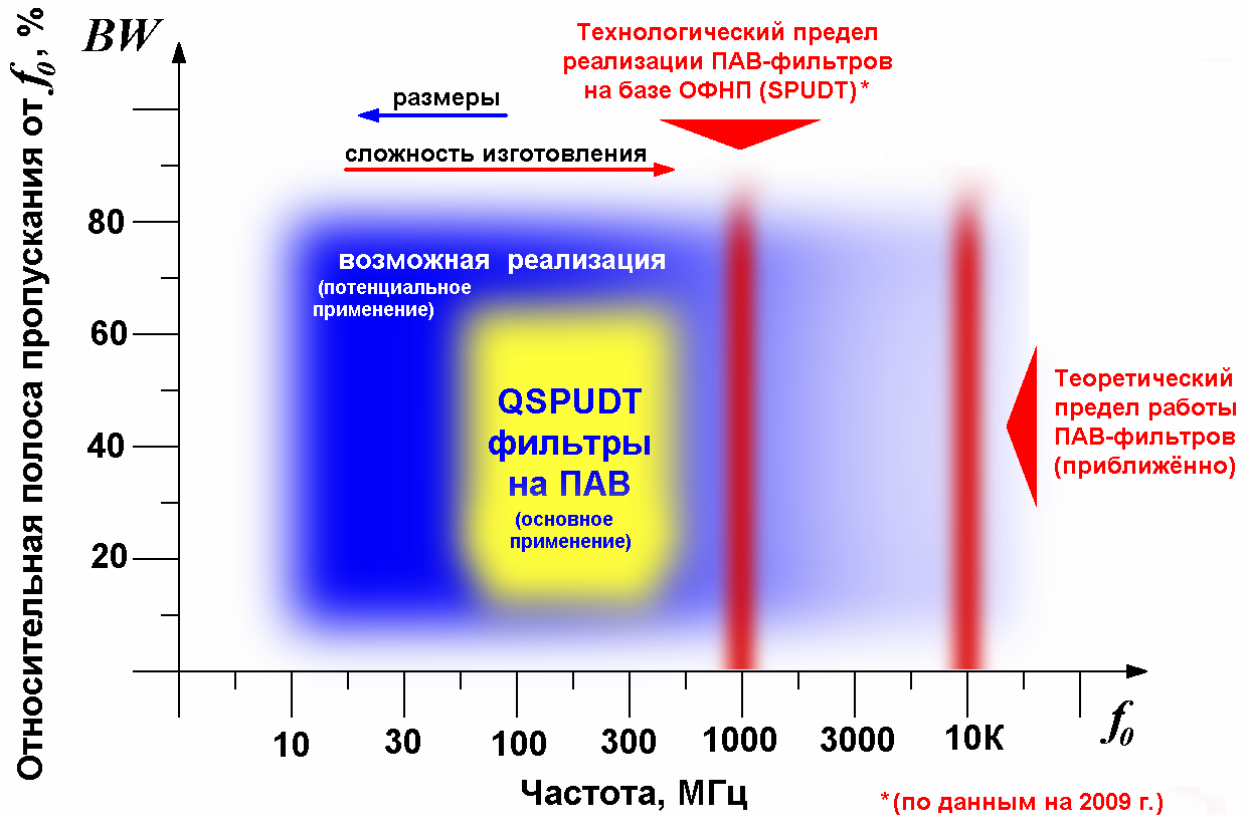


Рисунок 13 – Частотно-полосная область реализации ПАВ-фильтров на базе квазиверных ОФНП (QSPUDT) и технологический предел их изготовления.

2.4 Особенности моделирования веерных фильтров

Модель эквивалентных схем и СОМ-модель являются наиболее используемыми для корректного моделирования веерных фильтров. Анализ опубликованных статей показывает, что большинство их авторов предпочитают использовать модель эквивалентных схем как основной инструмент разработки [7,8,18-20]. Он даёт хорошее согласование между моделированием и экспериментальными результатами, полученными на различных материалах подложек ($112^\circ/\text{XY LiTaO}_3$, $128^\circ/\text{YX LiNbO}_3$, 42° ; $75^\circ/\text{YX SiO}_2$ (СТ-кварц) и YZ LiNbO_3).

Так как разработка веерных фильтров основана методе построения стандартных блоков, то необходимо адаптировать существующую модель для анализа многоканальной структуры SFIT. Модель общего SFUT фильтра включает в себя S моделей субфильтров, соединенных электрически параллельно. В этом случае, аналогично трансверсальным фильтрам с эквидистантными электродами, матрица полной проводимости может быть получена суммированием проводимостей матриц элементарных акустических каналов. Для более точного задания АЧХ веерных преобразователей, улучшения их прямоугольности и избирательности используется так называемое ёмкостное взвешивание электродных секций (CWES - capacitive weighting of electrode sections) Отличие традиционной модели от CWES структуры показано на Рисунке 14.

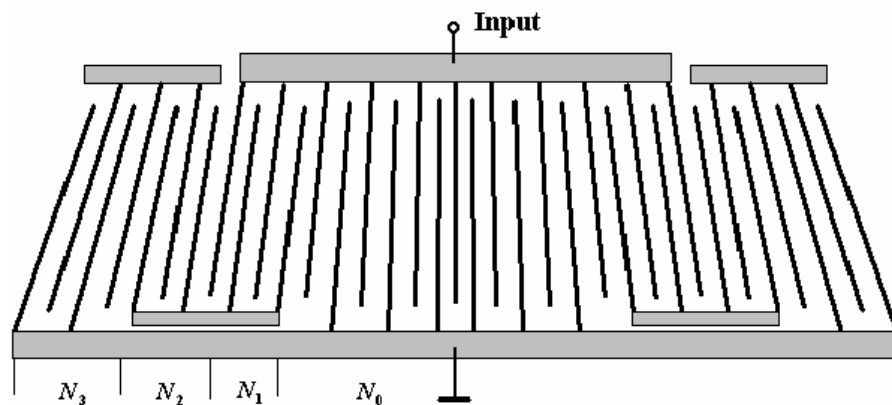
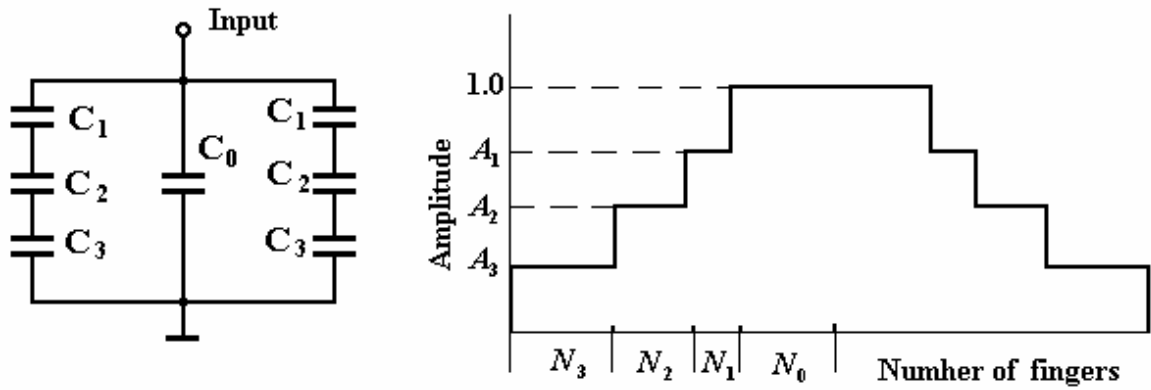


Рисунок 14 – SFIT структура с ёмкостным взвешиванием электродных секций (CWES - capacitive weighting of electrode sections)

Для анализа упомянутой структуры, общая модель веерного фильтра должна быть изменена согласно с цепью, показанной на Рисунке 15.



а)

б)

Рисунок 15 – Метод ёмкостного взвешивания электродных секций:

а) эквивалентная схема; б) весовая функция CWES преобразователя

Таким образом, отдельные фрагменты штырей преобразователя соединяются с источником (или нагрузкой) как последовательные электрические элементы цепи. Но акустическая схема преобразователя при этом не меняется.

В этом случае для каскадирования секций, соединённых электрически в серии, целесообразно выделить из матрицы A_{ij} элементарный акустический канал:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_1 \\ I_3 \end{bmatrix} = |A_{ij}| \cdot \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad \text{в матрицу } B_{ij} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ U_1 \\ U_3 \end{bmatrix} = |B_{ij}| \cdot \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

При каскадировании, матрицы секций B_{ij} преобразуются в макроматрицу $[B]$, которая описывает свойства группы секций, соединённых в серии. При соединении этих групп с суммирующими шинами параллельно, необходимо осуществить обратное преобразование секций матриц $[B]$ в $[A]$ матрицы и тогда каскадировать эти матрицы согласно стандартным методам.

Результатом каждой процедуры являются матрицы проводимости элементарных акустических каналов, которые должны быть суммированы для получения полной матрицы проводимости фильтра.

Следует отметить, что анализ распределения зарядов для CWES структуры является очень сложным.

2.5 Методы проектирования квазивеерных фотошаблонов

В отличие от обычных SPUDT фильтров, проектирование квазивеерных структур для производства фотошаблонов очень сложно. Как электронно-лучевая фотолитография, так и оптические генераторы фотошаблонов используют полигоны или прямоугольники для представления данных структуры. Обычно квазивеерные структуры сглаживают при помощи большого количества небольших прямоугольников.

Нужно подчеркнуть, что максимальный сдвиг между слоями (каналами) обусловлен кромками преобразователей. Он зависит от полосы пропускания фильтра и длин субпреобразователей (в длинах волн). Широкая полоса пропускания и лучший фактор прямоугольности требуют больше слоёв для реализации квазивеерных фильтров.

Традиционная техника синтеза топологии [19] предусматривает разделение апертуры субфильтра на несколько слоёв (от 5 до 10). В этом случае каждый субпреобразователь с центральной частотой f_i и апертурой AA_i должен быть представлен как субфильтр с нижней частотой f_i и верхней частотой f_{i+1} . Кроме того субфильтр разделён на J-субканалов второго порядка с центральными частотами f_{ij} апертурами AA_{ij} которые могут быть выражены как [7]:

$$f_{ij} = f_i + \delta f \cdot (j-1)$$

$$AA_{ij} = \frac{f_i \cdot f_{i+1} \cdot \delta f_i}{(f_{ij}^2 + f_{ij} \cdot \delta f) \cdot \Delta f_i} \quad (13)$$

где $\Delta f_i = \Delta f_i / J$, $\Delta f_i = f_{i+1} - f_i$.

Этот метод может быть изменён для минимизации числа прямоугольников фотошаблона ОФНП веерной структуры. Максимальный промежуточный сдвиг между ближайшими каналами ΔL может быть выражен:

$$\Delta L = V \cdot N \cdot (f_{i+1} - f_i) / 2 \cdot f_i \cdot f_{i+1} \quad (14)$$

Таким образом минимальное число слоёв для проектируемого субпреобразователя может быть получено как:

$J_{\min} = \Delta L / \delta l$, где δl - требуемый промежуточный сдвиг между слоями, обеспечивающий кривые SFUT структур для фотошаблона.

Такой подход позволяет оптимизировать число прямоугольников, образующих SFUT структуру. Он особенно эффективен для нерегулярных SFUT в которых разница между частотами каналов и апертурами сильно меняется.

Следует упомянуть, что число засветок, требуемое для производства фотошаблона может превышать число засветок для идентичного трансверсального фильтра в десятки раз. В этом случае файл носителя (структуры) и время производства фотошаблона становятся очень большими. Для того, чтобы минимизировать число засветок, количество слоёв должно быть уменьшено. Но здесь возникает проблема соединения соответствующих электродов различных слоёв в единый электрод.

Для решения этой проблемы были предложены следующие методы. SFIT может быть представлен как комбинация активных и соединительных слоёв. Как показывает моделирование, если соотношение между апертурами этих слоёв больше чем 50:1, влияние соединительных слов на частотную характеристику SFIT пренебрежимо мало.

Соединительные слои могут быть представлены как наклонные прямоугольники (Рис.16а), как трапеции (Рис.16б) или как трапеции, разбитые

на секции (не каждое фотолитографическое оборудование может воспроизводить трапеции в чистом виде). Все варианты обеспечивают эффективное соединение между активными слоями. Наиболее эффективным является соединение, показанное на рисунке 16,а , так как оно может быть воспроизведено практически на любом фотолитографическом оборудовании и позволяет снизить число засветок и слоёв в 5-10 раз по сравнению с обычными SFIT структурами.

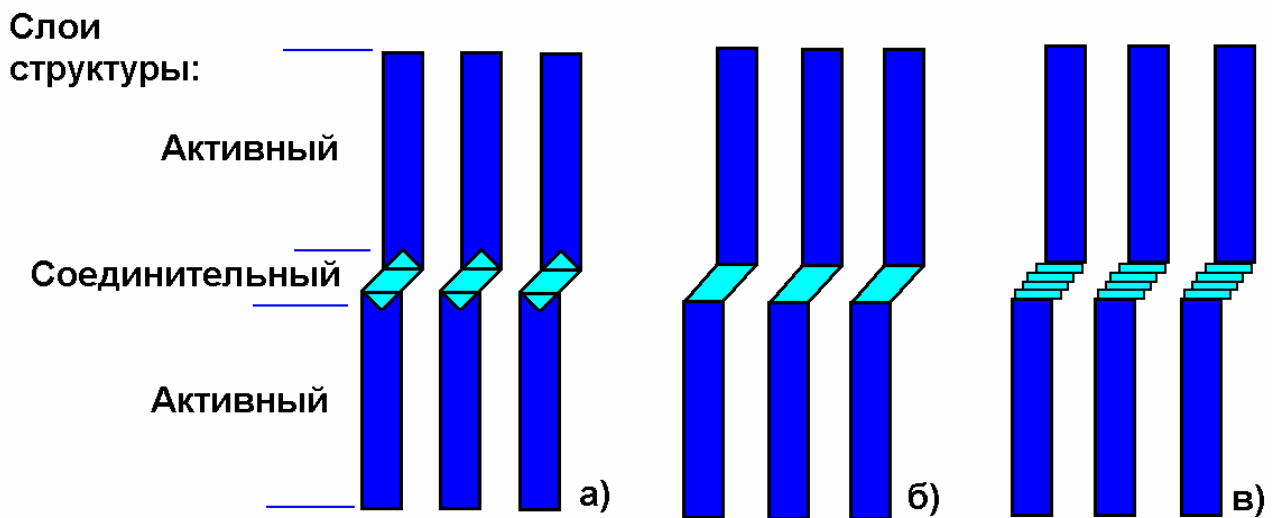


Рисунок 16 – Варианты соединений топологии субфильтров структуры:

а) При помощи наклонных прямоугольников; б) При помощи соединительных трапеций; в) С разбиением трапеций на прямоугольники.

3 Ускоренные методы проектирования КВ фильтров на ПАВ.

Метод Топологических Модификаций (МТМ)

Более эффективное использование существующих и поиск новых методов разработки, позволяющих снизить трудовые и временные затраты, является одной из приоритетных задач в области проектирования фильтров на ПАВ.

Проектирование современного фильтра на ПАВ, отвечающего высоким техническим требованиям является довольно сложной и трудоёмкой задачей [2], особенно, если учесть, что эти требования за последние несколько лет существенно выросли. Зачастую, задача ещё более осложняется тем, что многие требования являются взаимоисключающими. Характерным примером может служить одновременное требование заказчиком широкой полосы пропускания ($>20\%$), малых потерь ($<10\text{дБ}$) и пульсаций в полосе ($<1\text{дБ}$) при высоком уровне подавления сигнала за полосой ($>40\text{дБ}$). Реализовать фильтр на ПАВ с подобными требованиями под силу далеко не каждому разработчику, так как требует использования так называемых веерных однонаправленных структур ВШП [3] довольно сложной конфигурации.

Однако существуют некоторые простые методы модификации топологий, позволяющие в ряде случаев избежать многократных итераций и разработок «с нуля», если уже имеются в наличии опробованные разработки фильтров на ПАВ с близкими относительными параметрами.

Метод Топологических Модификаций квазивеерных фильтров на ОФНП является высокоэффективным средством разработки и представляет собой единовременное применение сразу нескольких экспериментально изученных топологических модификаций на базисном фильтре с целью получения качественно нового фильтра с заданными характеристиками. По мере изучения влияния различных топологических модификаций на характеристики

фильтров на ПАВ, их число в арсенале топологического метода может увеличиваться.

Применительно к непосредственной работе с топологией квазивеерных фильтров на ПАВ такой подход позволяет добиться хорошо предсказуемых характеристик проектируемых изделий, высокой производительности при разработке, а также является более лёгким в освоении и применении, чем традиционный многоступенчатый метод синтеза квазивеерных фильтров на ПАВ на базе ОФНП. Плюсом данного подхода является также и то, что он не требует использования сложных программ моделирования, которые могут не учитывать некоторые явления ЭМ и акустического взаимодействия, а опирается на реальные измеренные на анализаторе цепей характеристики прототипов фильтров и экспериментально изученные явления.

Главное и практически единственное дополнительное программное обеспечение, не входящее в комплект стандартной поставки операционной системы Windows XP, необходимое для реализации данного подхода – это программа редактирования топологии (может использоваться AutoCad в планарном режиме или другие, более специализированные редакторы). Это делает метод топологических модификаций наиболее доступным средством проектирования квазивеерных ПАВ-фильтров на базе ОФНП из всех имеющихся на сегодняшний день.

На данный момент топологический метод включает в себя следующие возможности модификаций топологии квазивеерных фильтров на ПАВ:

1. Масштабирование топологии.
2. Экстраполяция квазивеерных ОФНП.
3. Модификация апертуры ОФНП.
4. Модификация апертуры отдельных субканалов квазивеерных ОФНП.
5. Изменение расстояния между преобразователями.
6. Изменение конфигурации экранирующих элементов.

Все эти операции и параметры частотных характеристик, на которые они влияют, схематично показаны ниже, на рисунке 17.

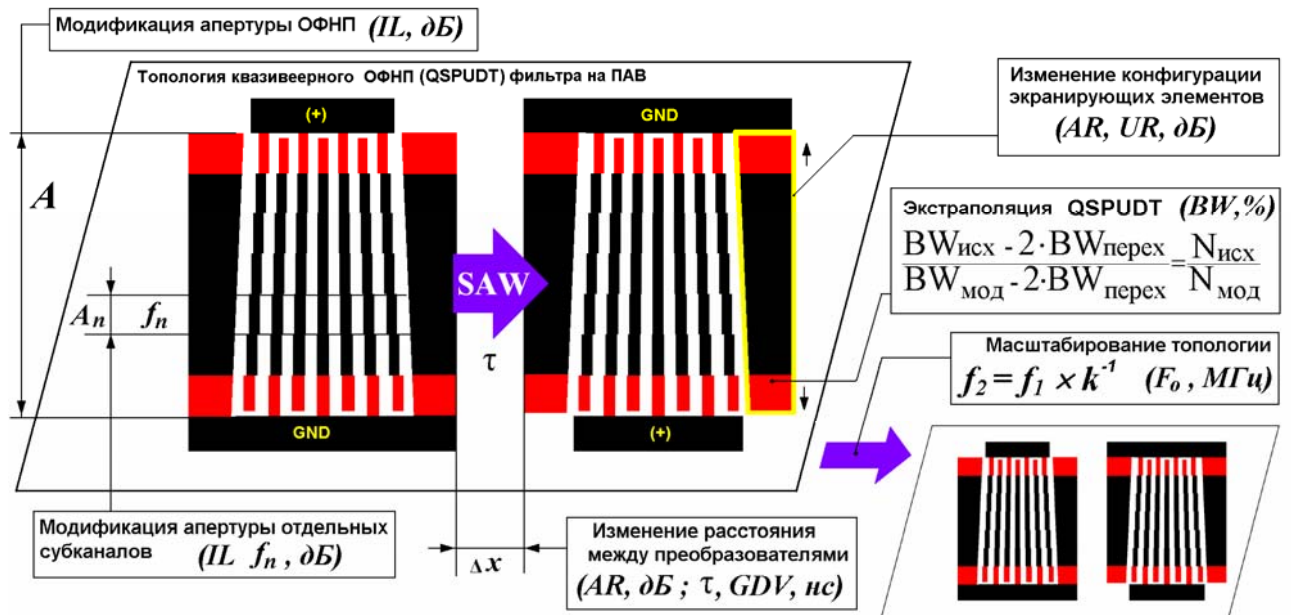


Рисунок 17 – Модификации топологического метода и параметры частотных характеристик, на которые они влияют

Технические аспекты реализации этих операций можно найти в руководствах и популярной литературе к соответствующим редакторам (например AutoCAD2002) [54].

Как уже было сказано, по мере изучения влияния различных топологических модификаций на характеристики фильтров на ПАВ, их число в арсенале Метода Топологических Модификаций может увеличиваться.

Более подробно влияние различных топологических модификаций на изменения частотных характеристик ПАВ-фильтра рассмотрено в п. 6.1-6.4 настоящей главы.

3.1 Масштабирование топологии ВШП

Уже давно известен метод трансляции топологии ВШП [4,9,11]. Он является прямым следствием физических принципов распространения ПАВ и заключается в масштабировании исходной топологии обратно пропорционально изменению частоты. Как известно из основ физики, в общем случае частота обратно пропорциональна длине волны ($f \sim 1/\lambda$):

$$\lambda = V_0 / f_0, \text{ где}$$

V_0 - скорость распространения ПАВ в кристалле;

f_0 - центральная частота.

Следовательно, отмасштабировав структуру базисного фильтра, спроектированного на частоту f_1 в k раз, мы получим фильтр с центральной частотой f_2 :

$$f_2 = f_1 \times k^{-1}, \text{ где}$$

k – коэффициент масштабирования.

Полученный фильтр будет иметь сходную АЧХ на пропорционально изменившихся частотах. Однако реально, при таком масштабировании в сторону увеличения частоты у нас в соответствующее число раз уменьшается и расстояние между передающим и принимающим ВШП, а, следовательно, увеличивается вклад паразитного электромагнитного сигнала, что обязательно нужно учитывать при проектировании. К тому же в соответствующее число раз изменятся требования к разрешающей способности фотолитографического оборудования, так как минимальные размеры модифицированной структуры ВШП изменятся в k раз. Абсолютная полоса пропускания фильтра, оттранслированного с исходного изменится также пропорционально изменению частоты:

$$\Delta f_2 = \Delta f_1 \times k,$$

где

Δf_1 – абсолютная полоса пропускания исходного фильтра,

Δf_2 – абсолютная полоса пропускания оттранслированного фильтра.

При этом относительная полоса пропускания оттранслированного фильтра ΔF не изменится:

$$\Delta F_2 = \Delta F_1,$$

что является неотъемлемым свойством данного метода. Следует также помнить, что при использовании метода трансляции топологии следует также проводить и масштабирование толщины металлизации в k раз, что не всегда технически реализуемо.

Во многих случаях этот метод позволяет получить хороший, предсказуемый результат и значительно уменьшить трудоёмкость разработки фильтра на ПАВ при наличии соответствующих наработок. Однако часто базисных фильтров с нужной относительной полосой пропускания может просто не быть в распоряжении разработчика. Это существенно ограничивает применимость данного метода.

3.2 Экстраполяция квазивеерных ВШП

Совсем недавно был опробован сравнительно новый метод экстраполяции квази-веерных ВШП [10,12,55]. С его помощью удалось добиться изменения относительной полосы пропускания ПАВ-фильтров на базе квази-веерных ВШП. Это возможно путём удаления существующих или добавления дополнительных акустических субканалов, построенных с учётом уже заложенной закономерности изменения их шага/апертуры для достижения необходимой относительной полосы пропускания.

Квазивеерная структура представляет собой ВШП с электродами, направляющие линии которых расположены под некоторым малым углом по отношению к друг другу [4]. Как уже было сказано, в силу особенностей проектирования и фотолитографического оборудования, они разбиваются на секции (рисунок 18). Каждый ряд таких секций условно называют субканалом,

который рассчитан на определённую длину волны λ_n , соответствующей определённой частоте f_n . Каждый субканал, помимо периода электродов (длины волны) ещё характеризуется собственной апертурой A_n , определяющей ширину излучаемого им акустического потока. Число электродов во всех каналах одинаково, так как каждый следующий субканал по сути является продолжением предыдущего (рисунок 18).

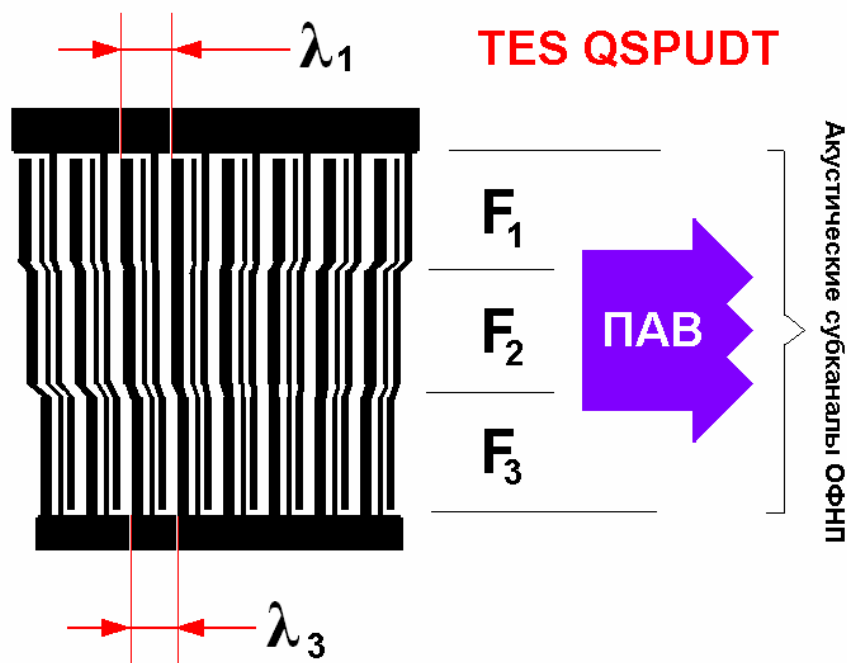


Рисунок 18 – Условное разбиение квазивеерного ОФНП на субканалы на примере TES-структуры

Таким образом, квази-веерный ВШП представляет собой систему n субканалов (обычно от 40 до 400), длина волны λ_n и апертура A_n каждого из которых отличается от предыдущего и изменяется по определённому закону (линейному или гиперболическому), заложенному при его разработке. Поскольку при прочих равных параметрах относительная полоса пропускания фильтра напрямую зависит от количества этих субканалов, и, если убрать или добавить их ряды сверху и снизу в пределах $\pm 20-30\%$ от их общего количества, продолжая заложенную закономерность изменения периода и апертуры и соединяя их с уже существующими, то полоса пропускания

фильтра за вычетом переходных полос изменится пропорционально изменению их количества:

$$\frac{BW_{\text{исх}} - 2 \cdot BW_{\text{перех}}}{BW_{\text{мод}} - 2 \cdot BW_{\text{перех}}} = \frac{N_{\text{исх}}}{N_{\text{мод}}};$$

где:

$BW_{\text{исх}}$ – полоса пропускания исходного фильтра, МГц;

$BW_{\text{мод}}$ – полоса пропускания модифицированного фильтра, МГц;

$BW_{\text{перех}}$ – средняя ширина переходной полосы фильтра, МГц;

$N_{\text{исх}}$, $N_{\text{мод}}$ – число субканалов исходного и модифицированного фильтра.

Вычет переходных полос в данном случае нужен для более однозначного определения полосы пропускания, так как по уровню -3 дБ и ниже можно более точно определить её величину под воздействием внешних факторов, например рассогласования с нагрузкой или при температурах, сильно отличающихся от нормы.

Графическая интерпретация используемых в формуле параметров АЧХ показан на примере фильтра ФП-489. Полосы пропускания обычно берутся по уровню -3 дБ от максимума АЧХ в заданном интервале (см. рисунок 20).

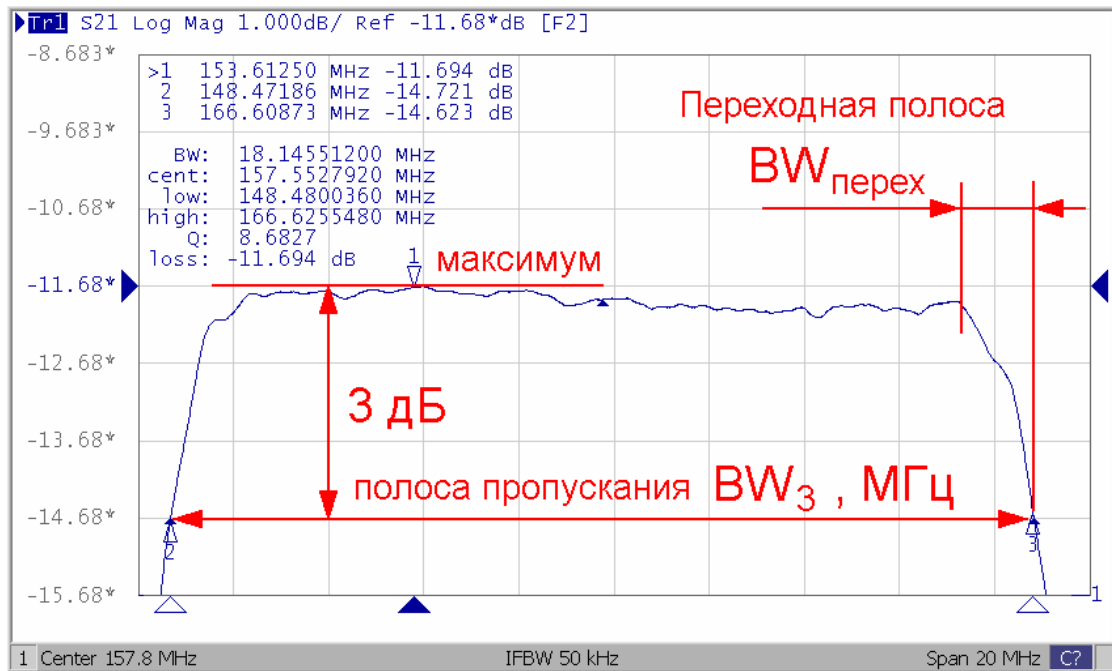


Рисунок 20 – Переходная полоса и полоса пропускания (графическая интерпретация на примере фильтра ФП-489 157,8В17 МГц)

Для проверки этой модификации были проведены эксперименты, в ходе которых предполагаемые результаты подтвердились с высокой точностью. В первом эксперименте за базовую топологию был взят фильтр ФП-457 на частоту 70 МГц с полосой пропускания 9 МГц (70В9 МГц) (рисунок 21). Его характеристики в согласованном режиме приведены ниже, на рисунке 22 и в таблице 2.

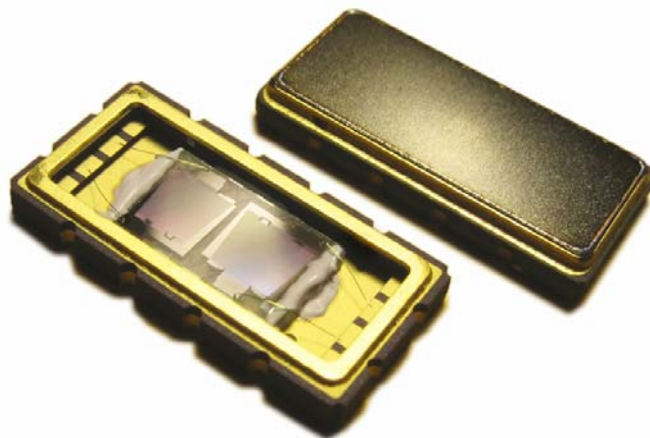
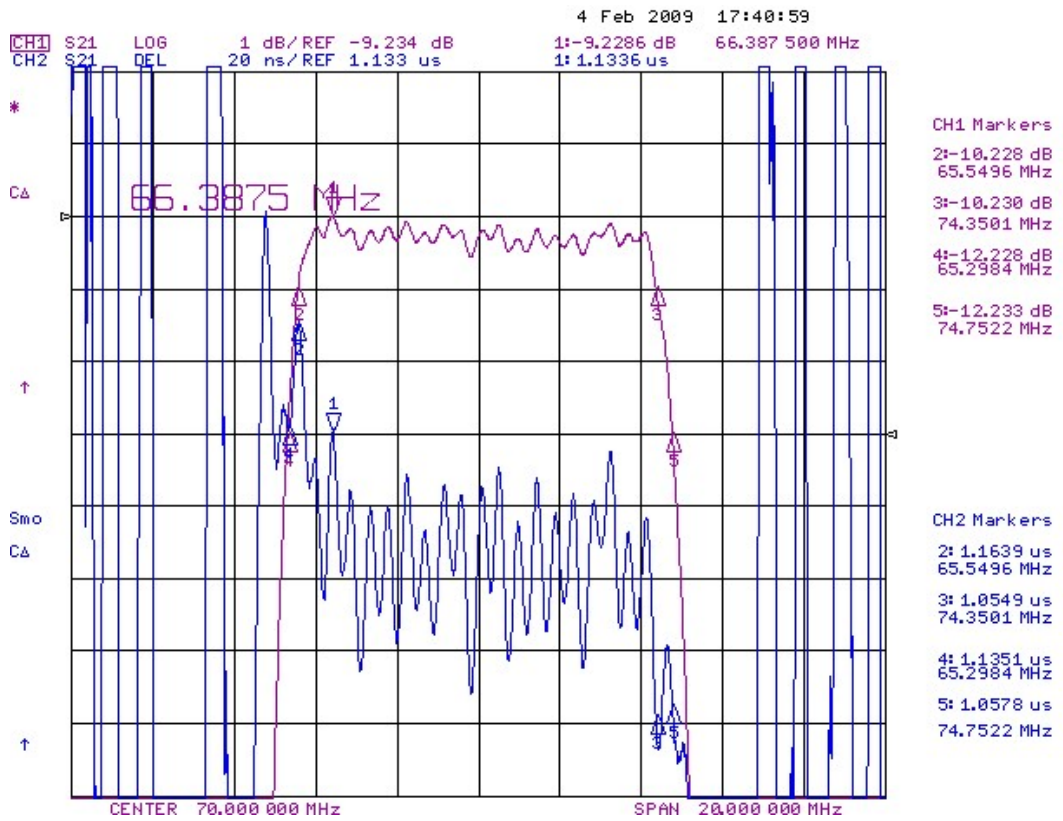
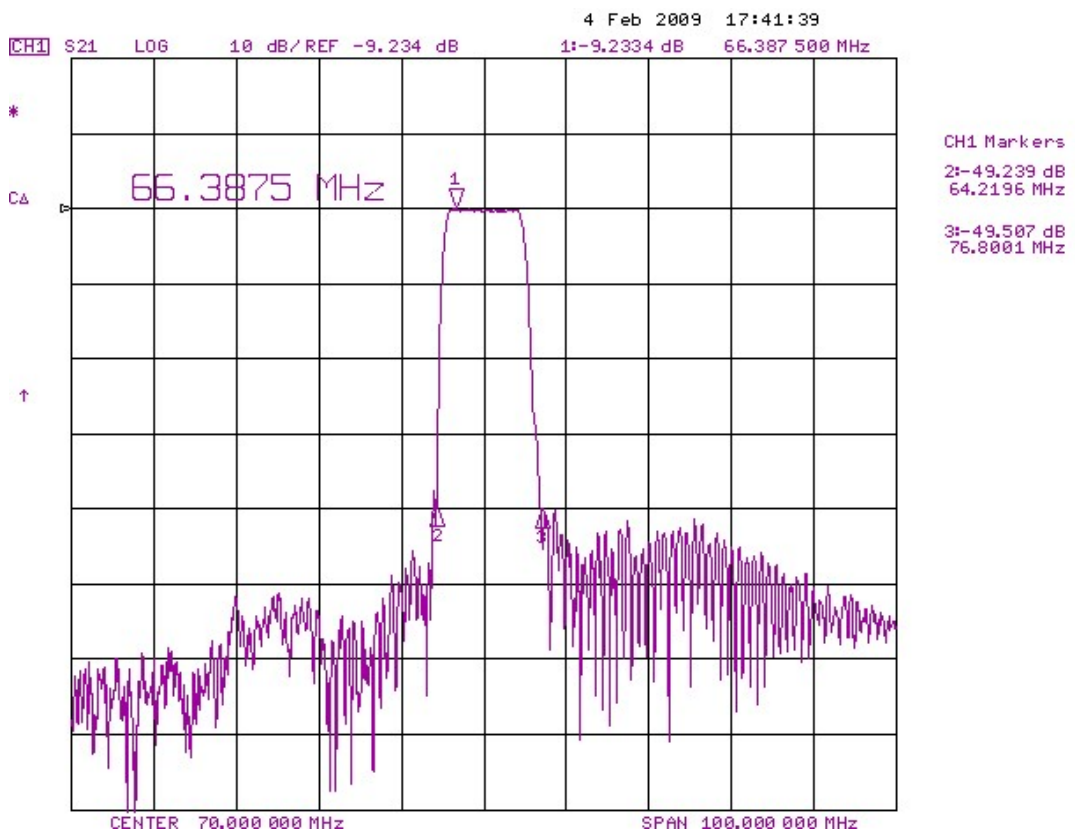


Рисунок 21 – Макрофотография фильтров ФП-457 70В9 МГц в металлокерамическом SMD-корпусе 13,3×6,5 мм (открытый и заваренный).



а)



б)

Рисунок 22 – Характеристики оригинального фильтра на ФП-457 частоту 70 МГц в согласованном режиме: а – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; б – АЧХ в широком диапазоне частот.

Таблица 2 – Параметры исходного фильтра (ФП-457)

Параметр	Единицы	Обознач.	ФП-457
Центральная частота	МГц	F_0	70,0
Вносимые потери	дБ	IL	9,4
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	8,89
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	9,47
Полоса пропускания по уровню -40 дБ	МГц	BW40	13,0
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	дБ	AR	0,5
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	нсек	GDV	60
Время задержки	мксек		1,1
Затухание в полосе заграждения	дБ	UR	45
Рабочая температура	°C		-55/+85
Сопротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50
Температурный коэффициент (YZ-срез LiNbO_3)	ppm/°C	TCD	-90
Относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ	%	-	13,5

Для изучения степени предсказуемости вышеописанной модификации было решено произвести попытку увеличить относительную полосу пропускания фильтра ФП-457 (70В9,4 МГц) на 20%, минимально затронув при этом остальные его характеристики.

Для этого в электронном носителе топологии исходного фильтра ФП-457 были достроены дополнительные субканалы с учетом закона их изменения относительно уже существующих.

Используя топологию исходного преобразователя, были построены экстраполяционные линии вдоль всех его штырей, продолжающие их с учётом закономерности изменения их длины волны λ_n и апертуры A_n . Вдоль этих экстраполяционных линий было добавлено некоторое количество субканалов с учётом закономерности изменения их длины волны λ_n и апертуры A_n , число

которых составляет 20% от исходного их количества, что соответствует предполагаемому увеличению относительной полосы пропускания фильтра:

$$\Delta F_2 = \Delta F_1 \times (n_2/n_1), \text{ где}$$

ΔF_1 – относительная полоса пропускания исходного фильтра,

ΔF_2 – относительная полоса модифицированного фильтра,

$n_{1,2}$ – исходное и конечное количество субканалов, построенных по заложенному закону.

Это добавление каналов схематично показано ниже, на рисунке 23.

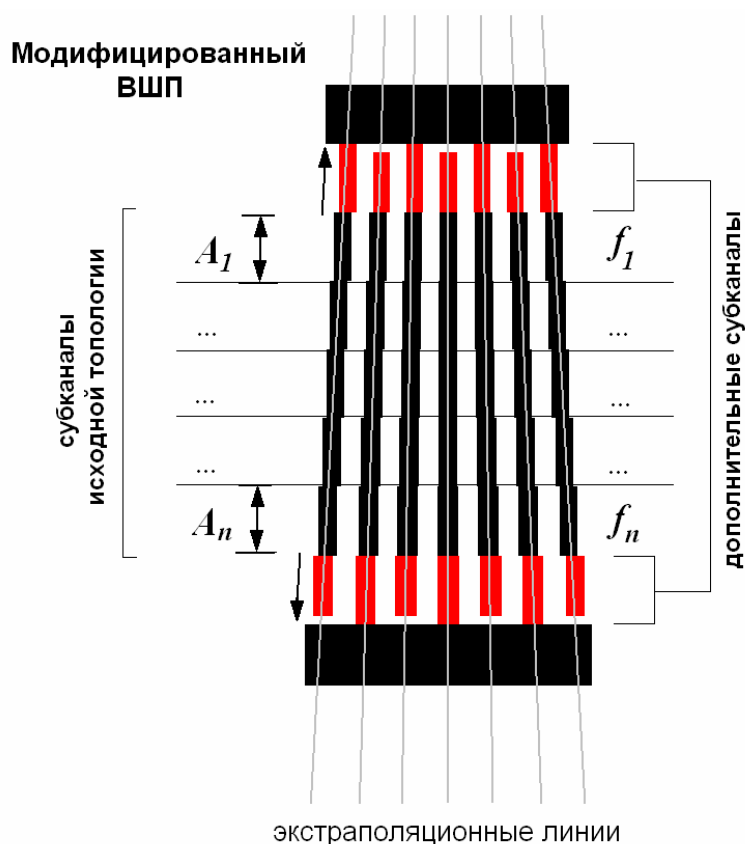
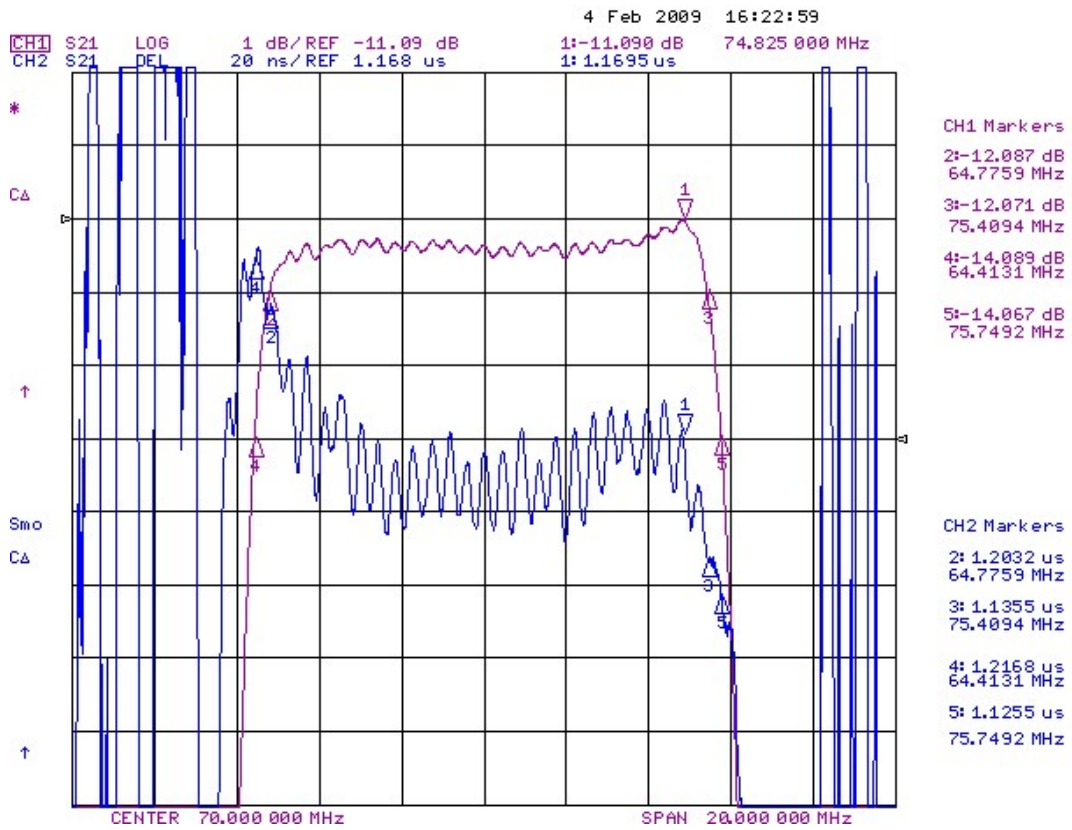
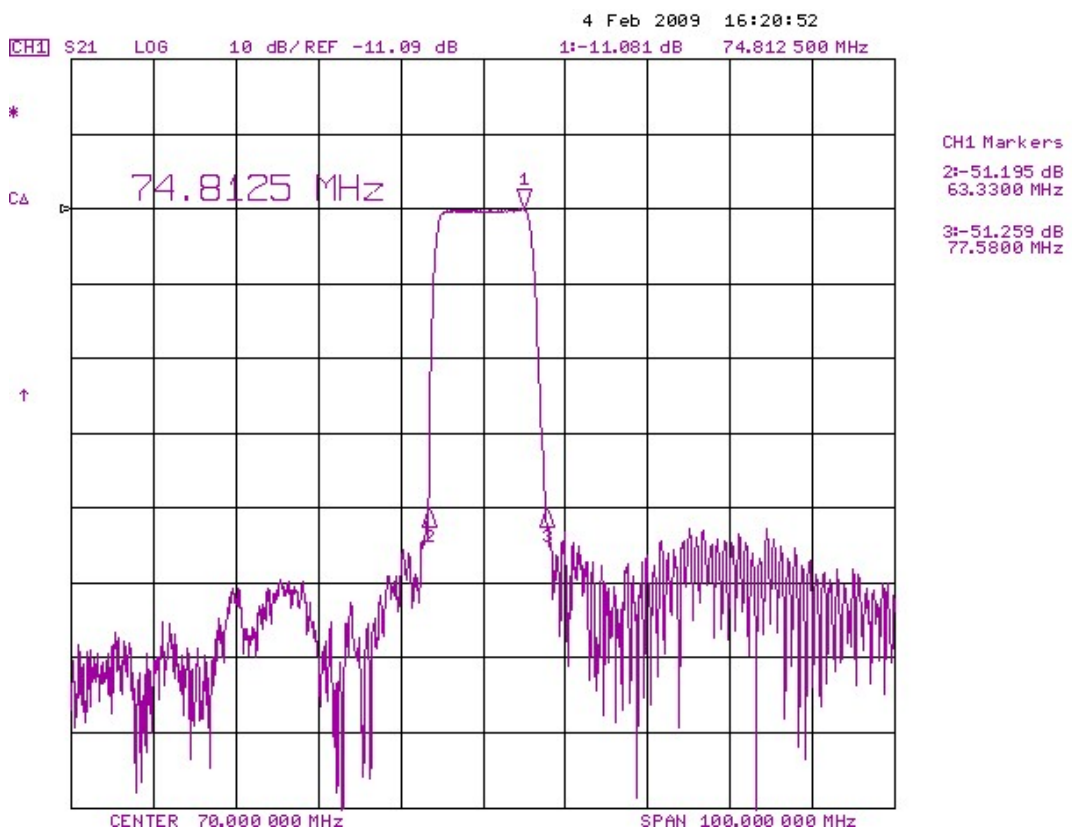


Рисунок 23 – Базовый квази-верный ВШП, модифицированный методом экстраполяции (красным цветом показаны добавленные субканалы)

После проведения модификации исходной топологии, полученный фильтр был запущен в производство и реализован на базе пластины ниобата лития LiNbO_3 среза YZ, также как и исходный фильтр. Его характеристики в согласованном режиме приведены на рисунке 24 и в таблице 3.



a)



б)

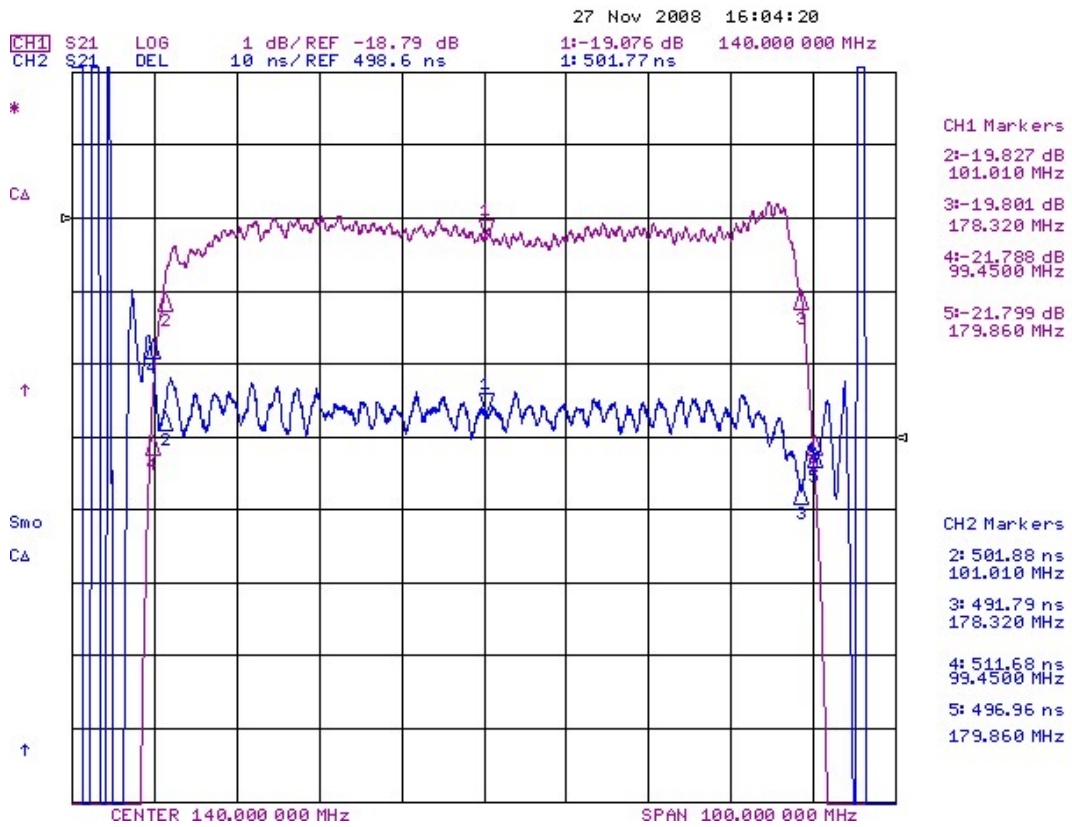
Рисунок 24 – Характеристики модифицированного фильтра ФП-414 на частоту 70 МГц в согласованном режиме: а – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; б – АЧХ в широком диапазоне частот.

Таблица 3 – Параметры модифицированного фильтра (ФП-414)

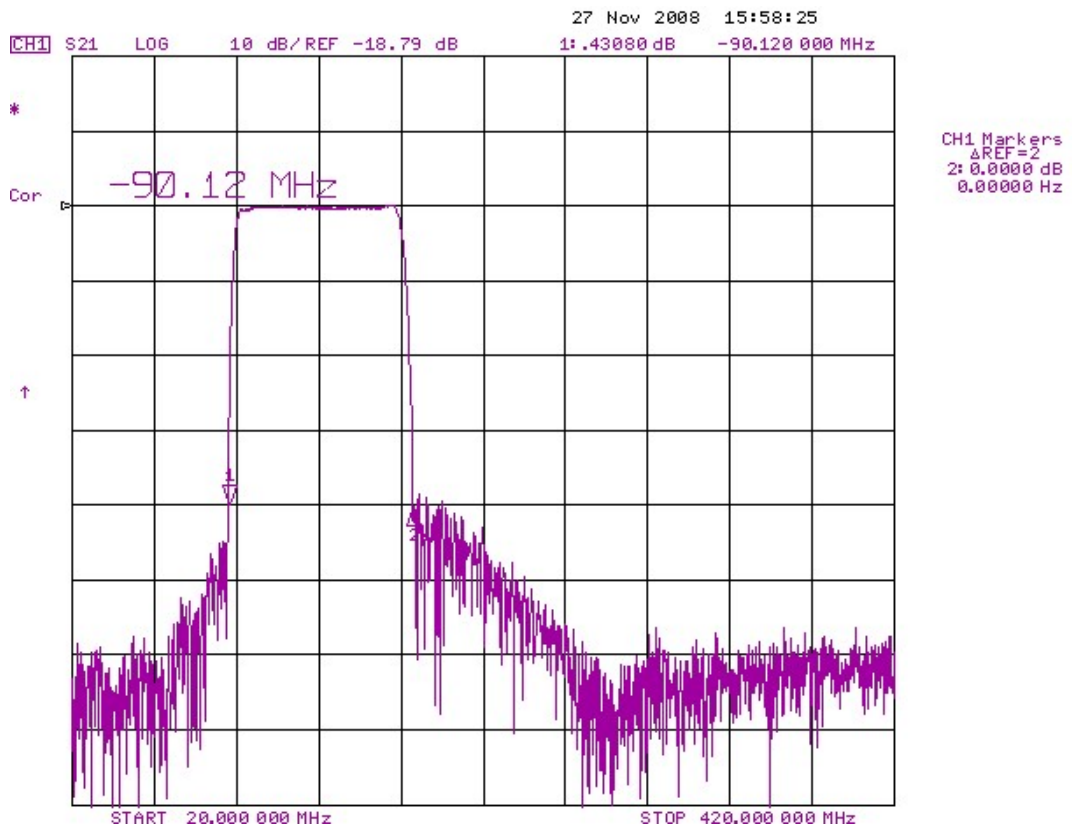
Параметр	Единицы	Обознач.	ФП-414
Центральная частота	МГц	F_0	70
Вносимые потери	дБ	IL	11,5
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	10,7
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	11,35
Полоса пропускания по уровню -40 дБ	МГц	BW40	14,4
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	дБ	AR	0,4
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	нсек	GDV	30
Время задержки	мксек		0,98
Затухание в полосе заграждения	дБ	UR	45
Рабочая температура	°C		-55/+85
Сопротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50
Температурный коэффициент (YZ-срез LiNbO ₃)	ppm/°C	TCD	-90
Относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ	%	-	16,2

Представленные характеристики являются наиболее типичными для полученных фильтров (было испытано 10 образцов). Полоса пропускания фильтра увеличилась на 20,6% по уровню 1 дБ и на 19,8% по уровню 3 дБ, что можно видеть из рисунков 4 и 6 и таблиц 1 и 2. Что касается остальных параметров, то они практически не изменились. Отличия в неравномерности группового времени запаздывания (GDV) и вносимых потерях обусловлены в данном случае влиянием согласующих цепей, которые могут быть подобраны таким образом, что эти отличия перестанут быть заметными. Ширины переходных полос на склонах АЧХ также остались прежними.

Другим примером может служить фильтр ФП-483 (37В22 МГц), спроектированный с применением сразу трёх модификаций – экстраполяции квазивеерных ВШП, трансляции топологии и изменения расстояния между преобразователями. За базисный фильтр была взята топология ФП-59 (140В80 МГц) – сверхширокополосного фильтра, характеристики которого находятся на уровне лучших мировых образцов фильтров этого класса [26]. Его характеристики приведены ниже на рисунке 25 и в таблице 4.



а)



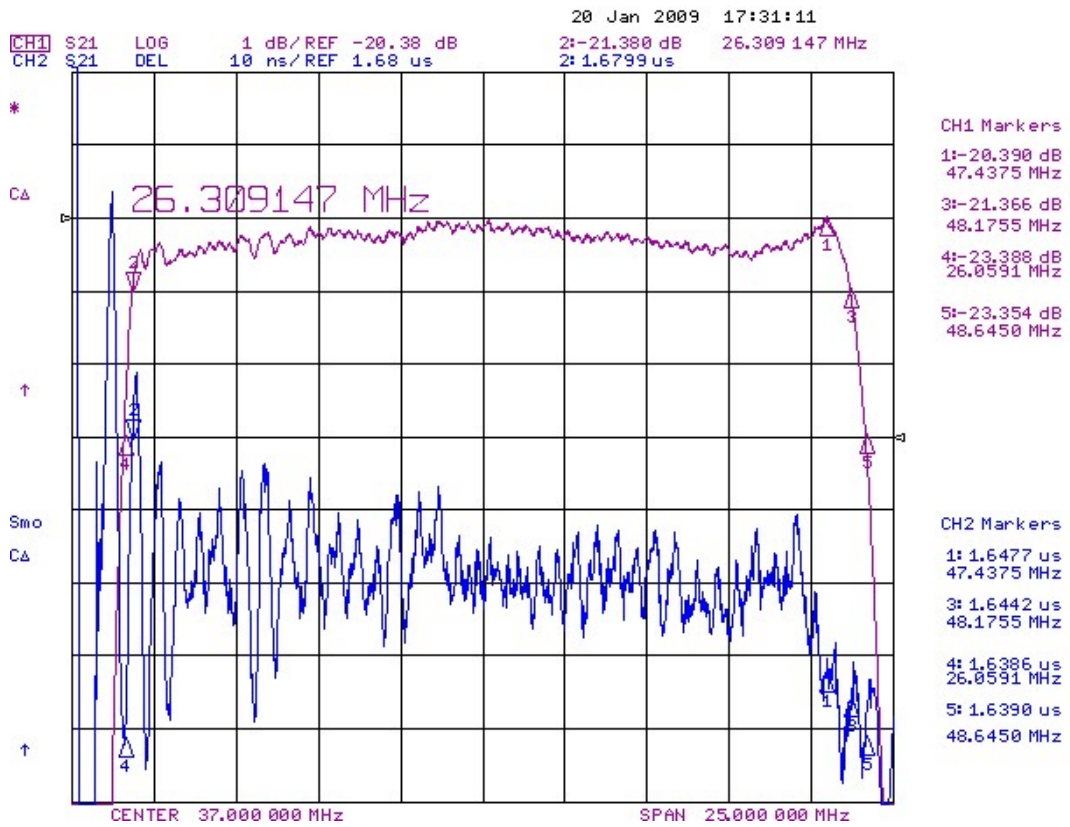
б)

Рисунок 25 – Характеристики оригинального сверхширокополосного фильтра ФП-59 (140В80 МГц) в согласованном режиме: а – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; б – АЧХ в широком диапазоне частот.

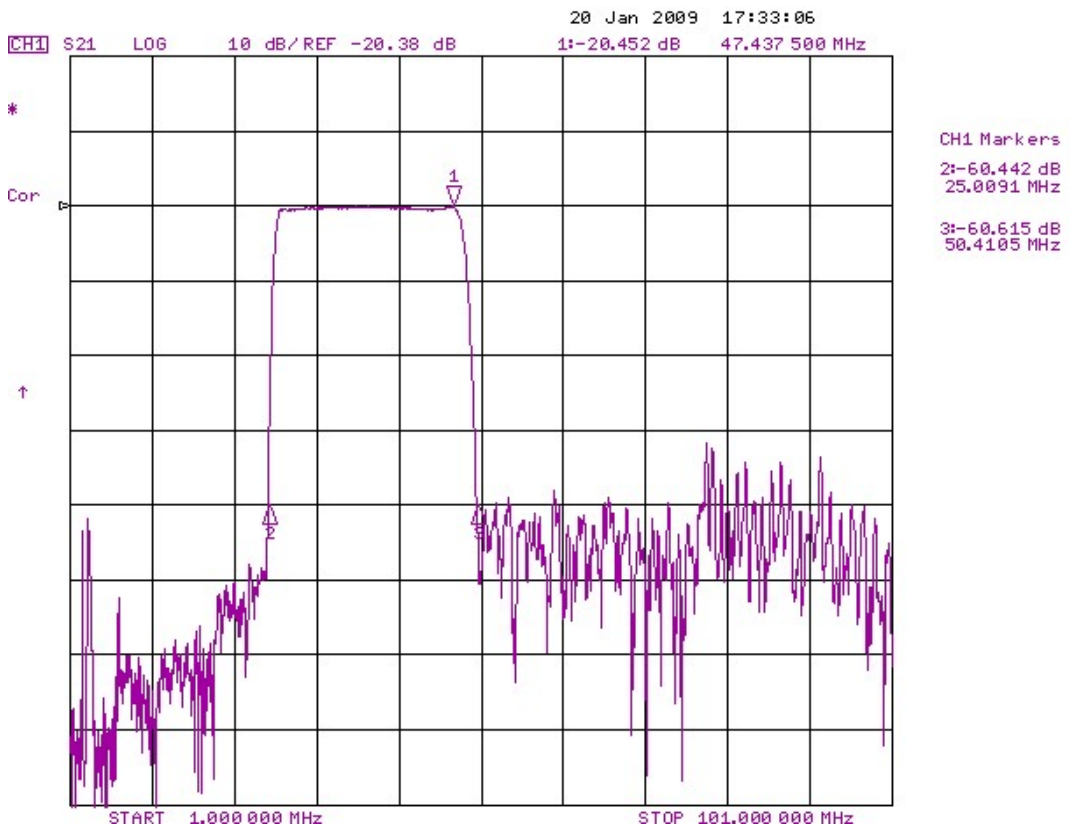
Таблица 4 – Параметры оригинального фильтра ФП-59 (140В80МГц)

Параметр	Единицы	Обознач.	ФП-59
Центральная частота	МГц	F_0	140
Вносимые потери	дБ	IL	19,0
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	76,5
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	80,4
Полоса пропускания по уровню -40 дБ	МГц	BW40	90,0
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	дБ	AR	0,4
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	нсек	GDV	7
Время задержки	мксек		0,98
Затухание в полосе заграждения	дБ	UR	40
Рабочая температура	°С		-55/+85
Соппротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50
Температурный коэффициент (128°-спрез LiNbO ₃)	ppm/°С	TCD	-76
Относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ	%	-	57,4

Исходная топология фильтра ФП-59 (140В80МГц) [56,57] была отмасштабирована в 3,784 раза с целью переноса центральной частоты на 37 МГц, далее были добавлены 2 субканала аналогично тому, как описано в предыдущем примере с целью расширения относительной полосы пропускания. Расстояние между преобразователями было уменьшено на 300 мкм с целью уменьшения габаритов чипа и влияния расхождения акустического пучка в квази-веерных ВШП. Результаты приведены на рисунке 26 и в таблице 5.



a)



б)

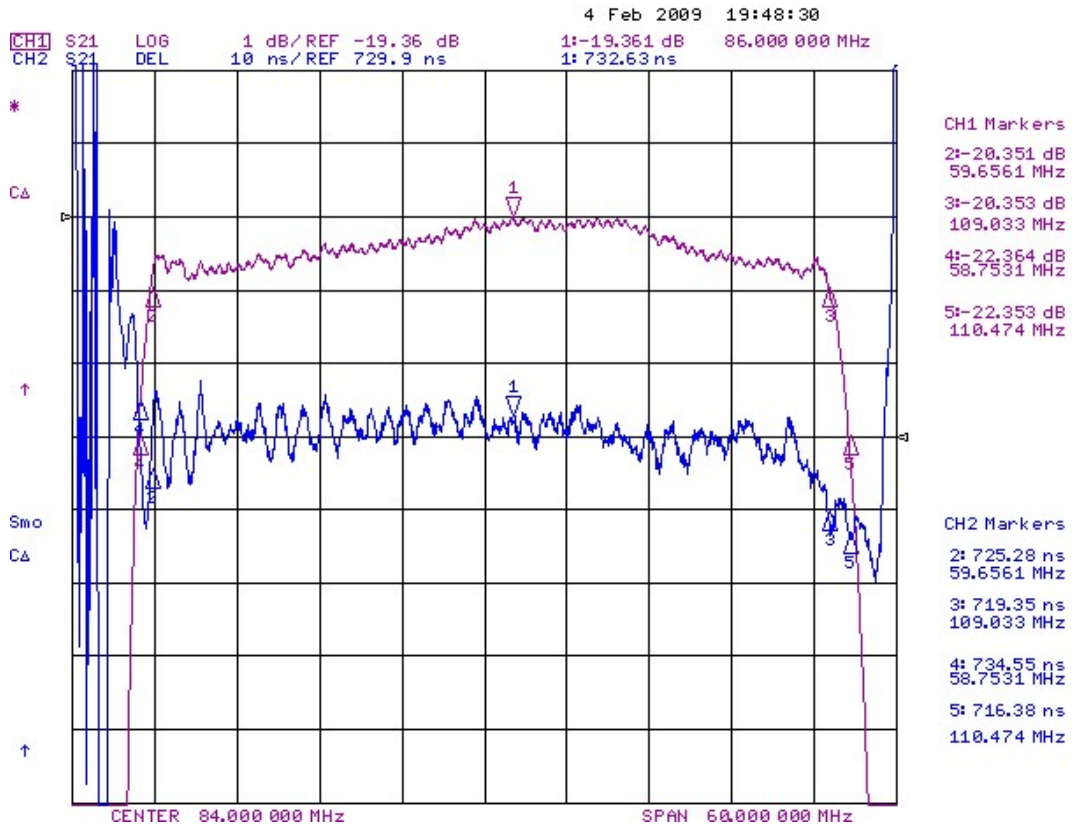
Рисунок 26 – Характеристики модифицированного фильтра ФП-483 на частоту 37 МГц в согласованном режиме: а – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; б – АЧХ в широком диапазоне частот.

Таблица 5 – Параметры модифицированного фильтра (ФП-483)

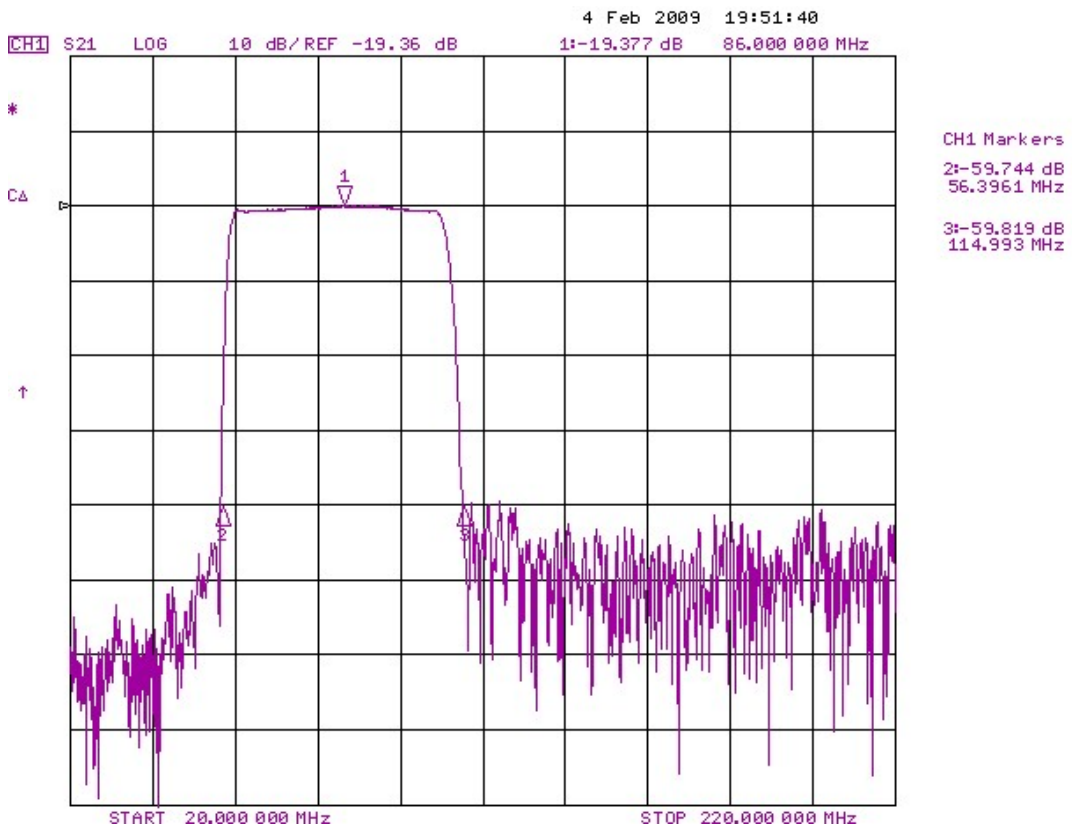
Параметр	Единицы	Обознач.	ФП-483
Центральная частота	МГц	F_0	37
Вносимые потери	дБ	IL	20,1
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	21,8
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	22,5
Полоса пропускания по уровню -40 дБ	МГц	BW40	25,1
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	дБ	AR	0,5
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 4$ МГц)	нсек	GDV	25
Время задержки	мксек		1,65
Затухание в полосе заграждения	дБ	UR	40
Рабочая температура	°C		-55/+85
Сопротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50
Температурный коэффициент (128°-спрез LiNbO ₃)	ppm/°C	TCD	-76
Относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ	%	-	60,8

Здесь также можно наблюдать прямую корреляцию между количеством субканалов n , построенных по заложенному при проектировании фильтра закону и относительной полосой пропускания фильтра ΔF . Единственным существенным отличием здесь является увеличение пульсаций ГВЗ, что главным образом связано с увеличением абсолютного значения времени запаздывания из-за увеличения размеров структуры.

Фильтр ФП-488 (84В50 МГц) [56,57] был получен при помощи топологических модификаций: трансляции топологии, экстраполяции квазивеерных ВШП (добавлено 3 субканала), дополнительном уменьшении расстояния между преобразователями на 200 мкм базисного фильтра (ФП-59 140В80 МГц [56,57]) и модификацией его апертуры для соблюдения габаритных требований. Его характеристики приведены ниже, на рисунке 27 и в таблице 6.



a)



б)

Рисунок 27 – Характеристики модифицированного фильтра ФП-488 на частоту 84 МГц в согласованном режиме: а – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; б – АЧХ в широком диапазоне частот.

Таблица 6 – Параметры модифицированного фильтра (ФП-488)

Параметр	Единицы	Обознач.	ФП-488
Центральная частота	МГц	F_0	84
Вносимые потери	дБ	IL	19,5
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	47,4
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	51,7
Полоса пропускания по уровню -40 дБ	МГц	BW40	58,5
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 18$ МГц)	дБ	AR	0,8
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3 ($F_0 \pm 18$ МГц)	нсек	GDV	10
Время задержки	мксек		0,73
Затухание в полосе заграждения	дБ	UR	40
Рабочая температура	°С		-55/+85
Сопровождающие генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50
Температурный коэффициент (128°-срез LiNbO ₃)	ppm/°С	TCD	-76
Относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ	%	-	61,5

В этом фильтре благодаря применённым модификациям удалось получить особо малые пульсации ГВЗ а также расширить полосу пропускания на 7% без ухудшения остальных параметров.

Таким образом можно говорить о хорошо предсказуемом смещении по частоте границ полосы пропускания на заданную дискретную величину, зависящую от числа субканалов фильтра. Смещение может быть как обеих границ, так и отдельной, что может использоваться для коррекции центральной частоты фильтра, – в этом случае экстраполяцию квази-веерных ВШП следует проводить лишь с одной стороны.

Экспериментально было подтверждено, что можно увеличивать или уменьшать (в этом случае лишние субканалы удаляются) относительную полосу пропускания веерных фильтров на ПАВ в пределах $\pm 20-30\%$ без значительного ущерба остальным характеристикам. Теоретически, можно модифицировать топологию и в больших пределах, однако надо быть готовым к тому, что дальнейшие модификации могут вызвать сильное рассогласование фильтра, и, как следствие, плохо предсказуемые изменения характеристики.

3.3 Модификация апертуры ВШП

Апертура ВШП главным образом влияет на ёмкость преобразователя, и, как следствие, на входное сопротивление фильтра. В квази-веерных ВШП, при прочих равных условиях, от неё также ещё зависит угол расхождения между электродами, а, следовательно, и угол расхождения акустического потока, излучаемого передающим преобразователем.

К масштабированию апертуры ВШП обычно прибегают, когда требуется изменить его входное/выходное комплексное сопротивление для лучшего согласования фильтра с нагрузкой и генератором, а также в силу ограничений внутренних габаритов корпуса. Увеличение апертуры в веерных фильтрах также способствует уменьшению угла расходимости акустического пучка, что иногда положительно сказывается на характеристиках веерных фильтров в полосе пропускания, например в некоторых случаях это позволяет уменьшить «прогиб» АЧХ в полосе пропускания.

Используя метод экстраполяции ВШП следует иметь ввиду, что добавление или удаление субканалов для коррекции относительной полосы пропускания меняет и электрические параметры фильтра, такие например, как сопротивление преобразователя, поэтому целесообразно учитывать это изменение и дополнительно масштабировать общую апертуру преобразователя с соответствующим коэффициентом:

$$K = \frac{A}{A \pm A_{\text{mod}}}$$

где:

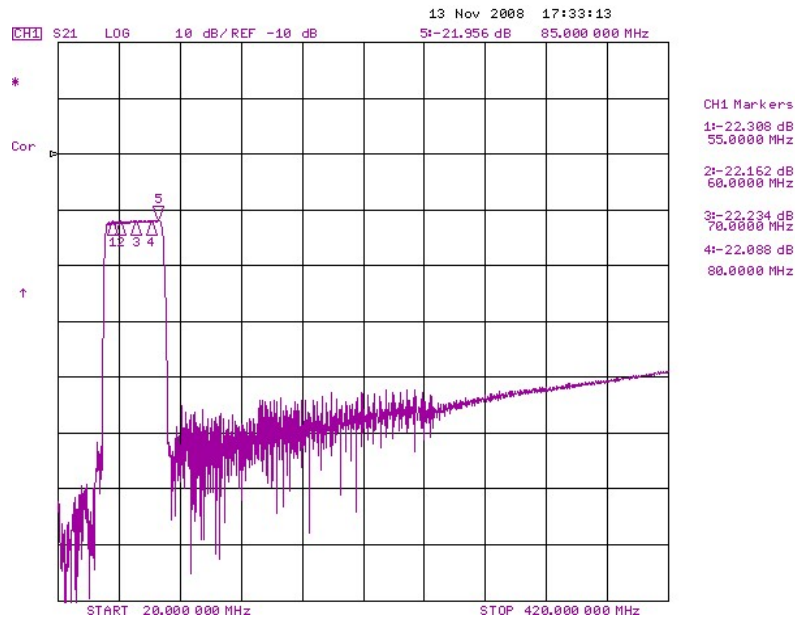
K – коэффициент масштабирования апертуры;

A – исходная апертура преобразователя;

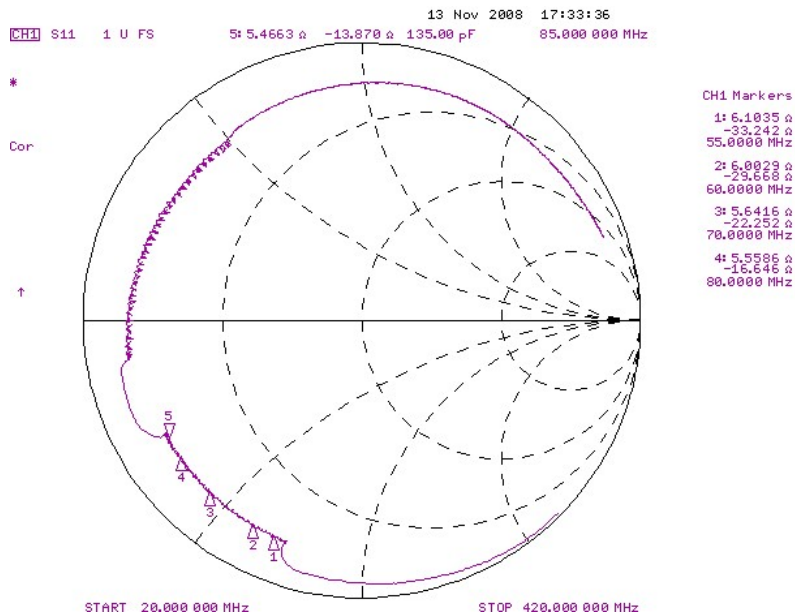
A_{mod} – суммарная апертура добавленных (+), или удалённых (-) электродов.

Эта процедура нужна для максимального сохранения остальных электрических параметров фильтра помимо полосы.

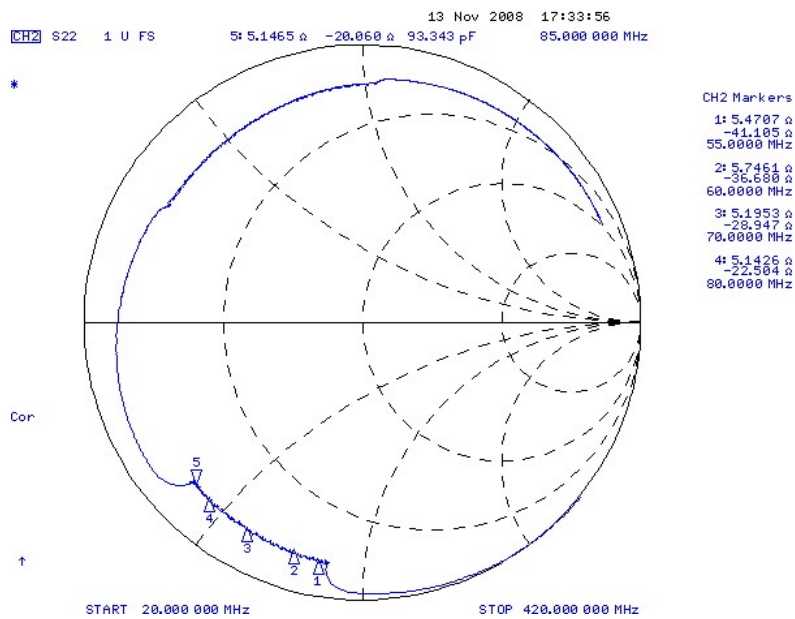
С использованием вышеизложенных методов работы с топологией для изучения влияния модификации апертуры квазивеерных ОФНП на комплексное входное сопротивление фильтра, были разработаны 2 версии фильтра ФП-474 70В38v1 и ФП-474 70В38v2, топология которых различалась только величиной апертуры преобразователей. Суммарная апертура всех субканалов ОФНП 70В38v1 составляла 4720 мкм, а апертура ОФНП 70В38v2 - 3500 мкм соответственно. АЧХ (S21), а также комплексное входное (S11) и выходное (S22) сопротивление полученных образцов в несогласованном режиме (50/50 Ом) было измерено на анализаторе цепей HP 8753E (рисунки 28 и 29).



a)

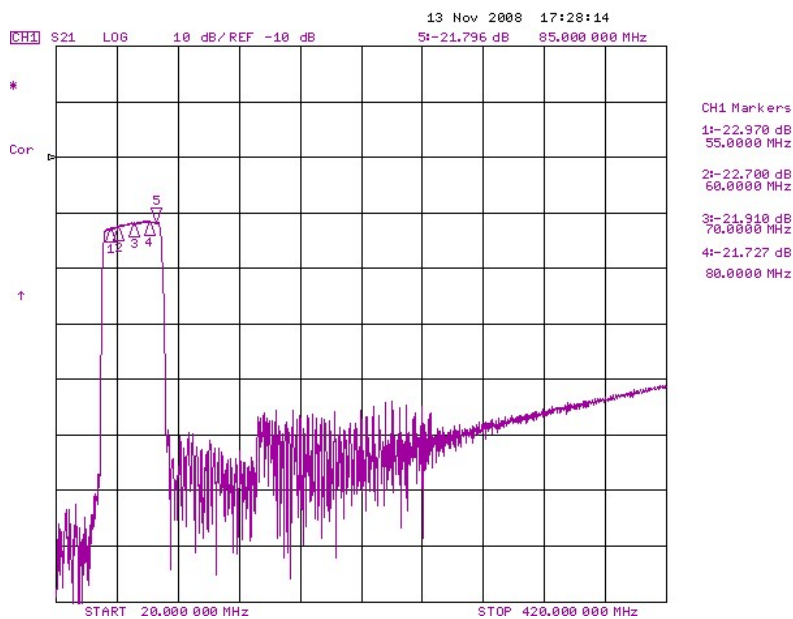


б)

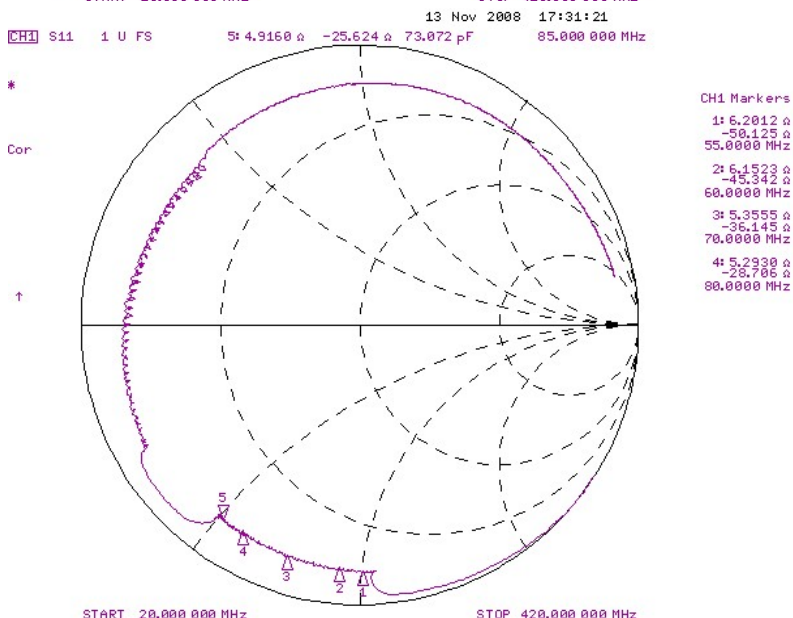


в)

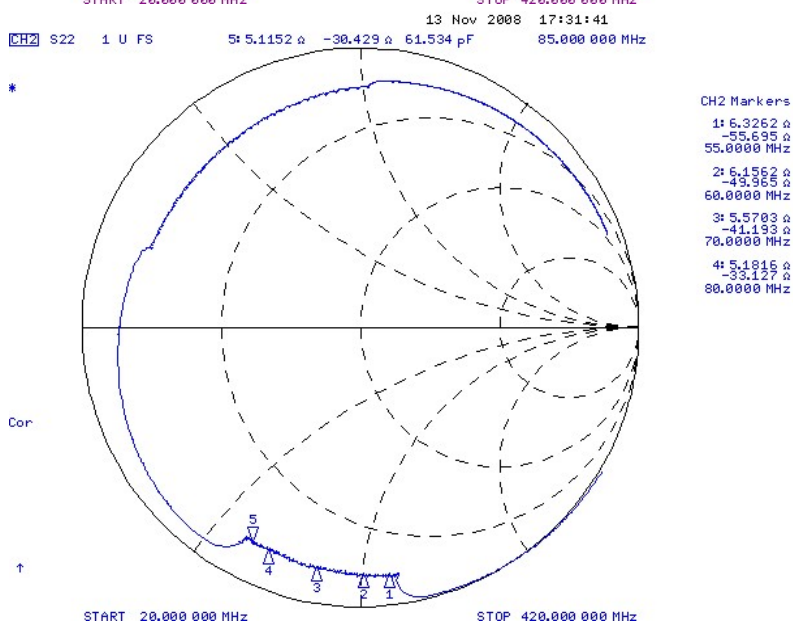
Рисунок 28 – Характеристики FP-474 v1 (апертура 4,72 мм): а) АЧХ в диапазоне частот 20-420 МГц; Диаграмма Вольперта-Смита: б) S11; в) S22.



a)



б)



в)

Рисунок 29 – Характеристики FP-474 v2 (апертура 3,55 мм): а) АЧХ в диапазоне частот 20-420 МГц; Диаграмма Вольперта-Смита: б) S11; в) S22.

Данные результаты демонстрируют, что влияние апертуры ВШП на действительную (активную) составляющую комплексного сопротивления значительно меньше, чем предполагалось ранее. Главным образом можно наблюдать сильное влияние апертуры на реактивную составляющую: при увеличении апертуры наблюдалось как бы смещение всей характеристики по часовой стрелке вдоль окружности постоянной активной составляющей одного уровня $\sim 5-6$ Ом – входное и выходное комплексные сопротивления фильтра приобретали более индуктивный характер (см. таблица 7).

Таблица 7 – Значения комплексных входных и выходных сопротивлений фильтров FP-474 v1 и FP-474 v2 на контрольных частотах в полосе пропускания

Частота измерения комплексного сопротивления, МГц	Комплексное <u>входное</u> сопротивление, Ом		Комплексное <u>выходное</u> сопротивление, Ом	
	FP-474 v1 (A=4,72 мм)	FP-474 v2 (A=3,55 мм)	FP-474 v1 (A=4,72 мм)	FP-474 v1 (A=3,55 мм)
55	-33,2	-50,1	-41,1	-55,7
60	-29,7	-45,3	-36,7	-49,9
70	-22,2	-36,1	-28,9	-41,2
80	-16,6	-28,7	-22,5	-33,12
85	-13,9	-25,6	-20,0	-30,4

Таким образом, апертура преобразователей является ценным рычагом влияния на комплексное входное и выходное сопротивление фильтра при его проектировании.

В квазивеерных фильтрах также модификацию апертуры можно производить для отдельных субканалов, меняя долю их вклада в акустическом потоке с целью более точного формирования АЧХ фильтра на определённых частотных точках и близлежащих областях, соответствующих этим каналам. В этом случае допускается, что относительное изменение амплитуды будет пропорционально относительному изменению апертуры субканала и в децибелах (по напряжению) будет составлять:

$$\Delta V_{log} = 10 \cdot \log (A/A_0),$$

где ΔV_{log} – изменение амплитуды в децибелах;

(A/A_0) – отношение исходной и конечной апертуры субканала.

3.4 Изменение расстояния между преобразователями

Расстояние между преобразователями влияет главным образом на время задержки сигнала, пульсации ГВЗ и на АЧХ в полосе, что связано с набегающими фазовыми искажениями, влиянием сигнала тройного прохождения и расхождением акустического пучка в веерных ВШП. После применения метода трансляции топологий или метода экстраполяции квази-веерных ВШП иногда бывает целесообразно уменьшить расстояние между преобразователями – это позволяет в ряде случаев снизить влияние расхождения акустического пучка в квазивеерных ВШП, уменьшить пульсации ГВЗ а также уменьшить габаритные размеры чипа, что часто является практической необходимостью. Однако здесь нужно учитывать, что соседние экранирующие шины первого и второго ВШП должны быть одной полярности и заземлены кратчайшим образом на корпус. Минимальное, экспериментально опробованное расстояние между преобразователями (между краями соседних экранирующих шин), при котором не наблюдалось ухудшения характеристик, составляло около 200 мкм. При этом сохранялась избирательность фильтров более 40 дБ (для квазивеерных фильтров ВЧ диапазона с однополярно экранированными ОФНП).

3.5 Заключение по главе 6

Представленный метод топологических модификаций с успехом был использован на практике и позволил существенно снизить трудоёмкость и временные затраты на разработку многих новых квазивеерных ПАВ-фильтров при наличии соответствующих исходных наработок. В особенности полезной и эффективной топологической модификацией является экстраполяция квазивеерных ОФНП, существенно расширяющая возможности разработок путём непосредственной работы с топологией квазивеерных фильтров на ПАВ и сокращающая время проектирования на 60-80% фильтров этого типа.

Сравнительные преимущества и недостатки традиционного многоступенчатого синтеза и метода топологических модификаций приведены ниже, в таблице 8.

Таблица 8 – Сравнительные преимущества и недостатки традиционного многоступенчатого синтеза и метода топологических модификаций

Метод топологических модификаций	Многоступенчатый синтез
<p><u>Преимущества:</u></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Не требуется использование сложных алгоритмов разработки и освоения узкоспециализированного ПО. 2. Лёгкость в освоении метода. 3. Простота применения метода. 4. Низкая трудоёмкость. 5. Высокая скорость разработки. 6. Высокая предсказуемость результатов, так как частотные характеристики базового прототипа известны и уже включают в себя все сложные внутренние взаимодействия. 7. Влияние большинства отдельных топологических модификаций хорошо изучено. <p><u>Недостатки:</u></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Требуется базовый прототип с известной частотной характеристикой. 2. Базовый прототип ограничивает тип Ф/Л (прямая/взрывная) и часто тип кристалла. 	<p><u>Преимущества:</u></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Возможность синтеза топологии «с нуля» 2. Контроль ёмкостного взвешивания 3. Контроль изменения размеров элементарных секций <p><u>Недостатки:</u></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Модель синтеза для QSPUDT фильтров сама по себе является сложной, а с учётом различных внутренних эффектов в кристалле и различных типов ёмкостного взвешивания ещё многократно усложняется, что делает её реализацию на ПК весьма затратной (из-за слишком большого затрачиваемого машинного времени и вероятности ошибок выполнения). 2. Для освоения модели требуется высокий уровень академической подготовки, знание языков программирования, большие временные затраты. 3. Оперирование с моделью является трудоёмким процессом, требующим большой квалификации. 4. Предсказуемость АЧХ никогда не будет гарантирована полностью из-за невозможности учёта всех факторов.

4 Минимизация паразитных эффектов отражения ПАВ в трансверсальных фильтрах на базе ОФНП.

Неравномерность АЧХ и пульсации ГВЗ в полосе пропускания являются одними из наиболее важных показателей полосового фильтра на ПАВ наряду с такими, как вносимые потери, избирательность и коэффициент прямоугольности. Создание трансверсального фильтра на ПАВ с малыми пульсациями АЧХ и ГВЗ, хорошей избирательностью и малыми вносимыми потерями всегда было и остаётся одной из приоритетных задач ПАВ-технологии [1-4].

4.1 Эффекты отражения

Уже давно известен эффект отражения ПАВ от торцов кристалла. Принципиально он заключается в частичном переотражении ПАВ, излучённой ВШП в обратном направлении, от края кристалла. Существуют различные методы борьбы с этим эффектом, среди которых такие, как грубая обработка торцов, нанесение на них акустически поглощающих материалов, изготовление чипов в форме параллелограмма для изменения направления вектора распространения переотражённой волны, а также некоторые другие.

Однако данный эффект является отнюдь не единственной причиной, вносящей дополнительные искажения в характеристики фильтров на ПАВ, в том числе современных квази-веерных фильтров на базе однонаправленных встречно-штыревых преобразователей (ОФНП) [3,4,55].

До недавнего времени считалось, что направленность акустического потока в фильтрах на базе ОФНП типа TES, NSF или DART с достаточно большим количеством электродных пар (50 и более) практически исключает образование обратной паразитной ПАВ, и уж тем более её влияния на основной сигнал. При проектировании многих QSPUDT фильтров это практически не

учитывалось, однако последующий эксперимент показал необходимость более детального изучения этого вопроса и учёта при проектировании.

Недавно, опытным путём было исследовано негативное влияние эффекта отражения ПАВ от краёв экранирующих шин ОФНП на частотные характеристики фильтров этого типа (квазивеерных на базе ОФНП) в полосе пропускания [13].

Суть эффекта состоит в том, что при генерации ПАВ излучающим ОФНП, несмотря на направленность преобразователя, некоторая часть ПАВ генерируется в обратном направлении (рисунок 30).

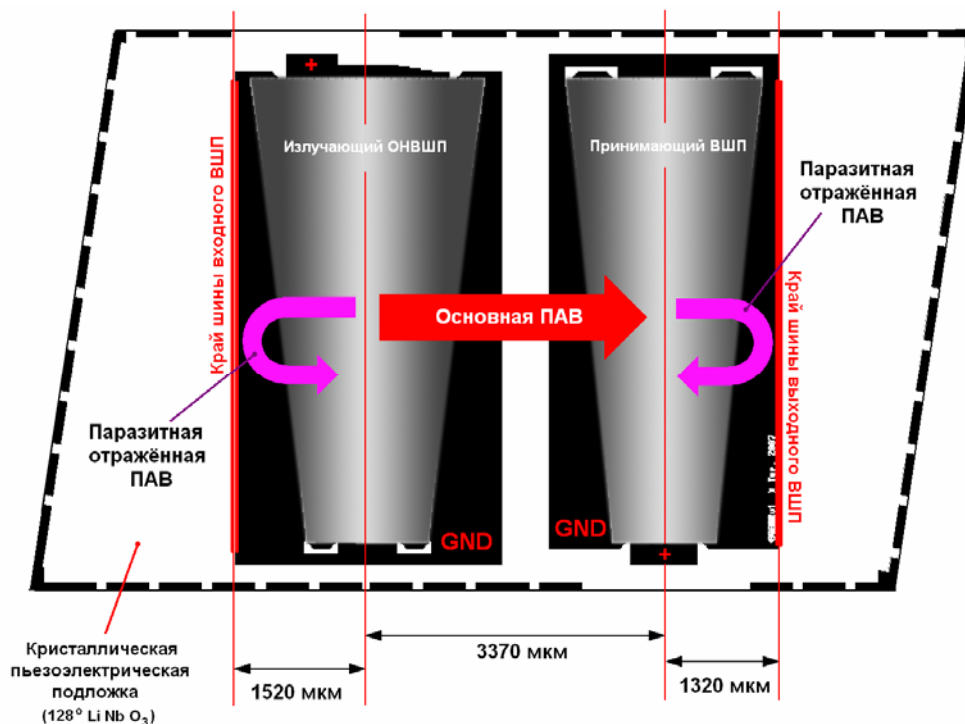


Рисунок 30 – Схема распространения основной (стрелка выделена красным) и паразитных (стрелка выделена сиреневым) ПАВ в фильтре ФП-474 (70В38v1 D); края экранирующих шин обведены красным.

Достигая края шины ОФНП волна частично переотражается и начинает распространяться вдоль основного направления, но с дополнительной задержкой, равной времени, необходимому ПАВ на преодоление этого дополнительного расстояния. Обратный эффект наблюдается, когда ПАВ

достигает условного центра приёмного ВШП: некоторая часть волны сразу не преобразуется в ЭМ сигнал, а продолжает распространяться. Достигнув шины преобразователя, часть ПАВ также отражается по направлению к центру выходного преобразователя, где основная её часть преобразуется в ЭМ сигнал также с некоторой дополнительной задержкой.

Так как в реальности мы имеем дело не с отдельным бесконечно малым импульсом сигнала, а с непрерывной генерацией ПАВ, то эти отражённые волны векторно суммируются с основными, что вносит дополнительные фазовые искажения. Характер этих искажений, а тем более их количественное влияние, предсказать довольно сложно из-за некоторой неоднородности скорости ПАВ на частично металлизированной пьезоэлектрической подложке, а также из-за набегавшей фазовой неоднородности ПАВ в квази-веерных ОФНП в силу различия периодов электродов.

4.2 Эксперимент и анализ характеристик

Для изучения этого вопроса был проведён эксперимент с широкополосным фильтром ФП-474 на 70 МГц, в ходе которого были проведены измерения его АЧХ, ИХ и ГВЗ. На снятой ИХ были обнаружены два аномальных пика, приблизительно соответствующих удвоенному времени запаздывания с некоторым отклонением в обе стороны и находящихся на уровне -35 дБ от пика основного сигнала (Рисунок 29,б). Для выяснения причин их возникновения было проведено сопоставление времён задержки этих пиков с основными расстояниями на структуре ВШП и средней скоростью распространения ПАВ на металлизированной поверхности в данном срезе (128°LiNbO_3), составляющей приблизительно ~ 3850 м/с. Расстояние между центрами ОФНП структуры составляло ~ 3370 мкм, расстояния от центра 1-го и 2-го ВШП до их краёв шин составляли ~ 1520 мкм и ~ 1320 мкм соответственно (см. рисунок 28).

Если принять во внимание расстояния между центрами ОФНП структуры и расстояния от центра 1-го и 2-го ВШП до их краёв шин, то, учитывая реальную скорость распространения ПАВ, можно рассчитать дополнительное время запаздывания ПАВ, отражающейся от краёв шин (см. рисунок 30).

Зная значение скорости ПАВ в кристалле (~ 3850 м/с для металлизированной поверхности и ~ 3980 м/с для свободной поверхности в кристалле LiNbO_3 среза 128°) и расстояния от центра 1-го и 2-го ВШП до их краёв шин можно рассчитать дополнительное время запаздывания отражённых ПАВ: $(1520 \text{ мкм} / 3850 \text{ м/с}) \times 2 = 0,790 \text{ мкс}$ для 1-го и $(1320 \text{ мкм} / 3850 \text{ м/с}) \times 2 = 0,686 \text{ мкс}$ для 2-го ВШП соответственно (коэффициент 2 обусловлен тем, что волна проходит в прямом и обратном направлении – см. рисунок 30).

Прибавив эти значения дополнительного времени запаздывания к среднему ГВЗ ($\sim 0,877$ мкс) и сопоставив полученные значения со значениями пиков (обведены синим) на реальной ИХ ФП-474 (70В38v1 D) на рис.31(б), можно наблюдать очень близкое их соответствие что подтверждает справедливость вышеизложенного. Таким образом, характеристики фильтра, включают в себя влияние эффекта отражения ПАВ от краёв экранирующих шин (см. рисунок 31, далее).

Как известно, основными механизмами отражения ПАВ от металлических электродов являются закорачивание электрического поля ПАВ металлической плёнкой и накопление реактивной энергии под электродами. Очевидно, что для устранения влияния отраженной ПАВ на характеристику необходимо каким-либо способом устранить появление отражённой ПАВ или погасить её энергию ещё до отражения.

Устранить её появление можно, избавившись от экранирующей шины на стадии разработки топологии, но это, в свою очередь, может изменить другие характеристики фильтра, а в данном конкретном случае не представляется возможным в силу того, что фильтр уже изготовлен.

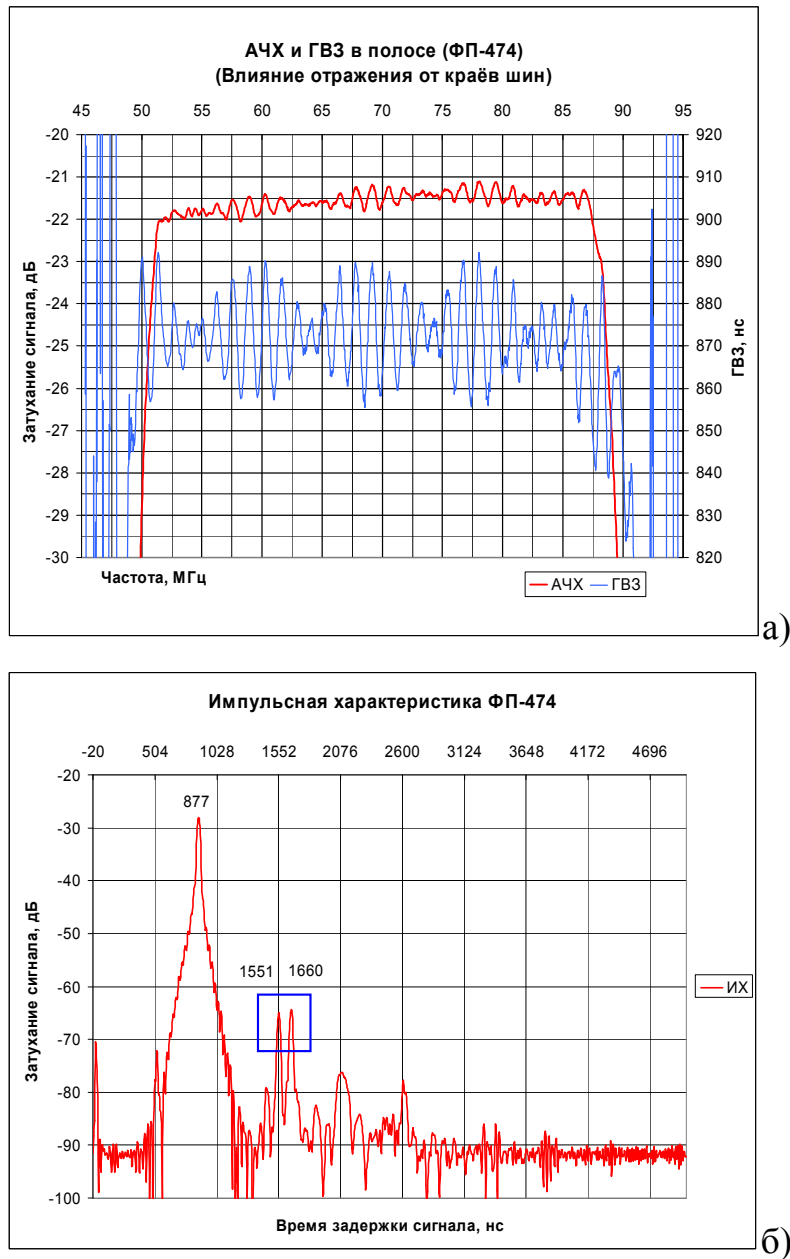


Рисунок 31 – Частотная (АЧХ и ГВЗ) (а) и импульсная (б) характеристики фильтра ФП-474 (70V38v1 D).

Однако можно в известной степени погасить отражённую волну, если нанести акустопоглощающий материал не только на торцы кристалла, но и непосредственно на экранирующую шину (похожая операция применялась ранее для снижения отражённых волн в фильтрах на стандартных двунаправленных ВШП), не затрагивая активной части топологии ВШП, как показано ниже, на рисунке 32.



Рисунок 32 – Схема распространения основной и поглощения паразитных ПАВ (Фото фильтра ФП-474 70В38v1 D в корпусе DIP 151.15-8 19,5×14,5 мм с нанесённым акустопоглотителем).

В качестве акустопоглощающих материалов обычно используются различные кремнийорганические соединения типа эластосилов или эпоксидные смолы с добавлением тяжёлых оксидов для увеличения плотности (эффективность акустического поглощения увеличивается при приближении плотности акустопоглощающего материала к плотности кристалла).

Упомянутая выше операция и была проделана с фильтром ФП-474 (70В38v1 D), после чего были проведены повторные измерения его импульсной и частотных характеристик в согласованном режиме (см. Рисунок 33).

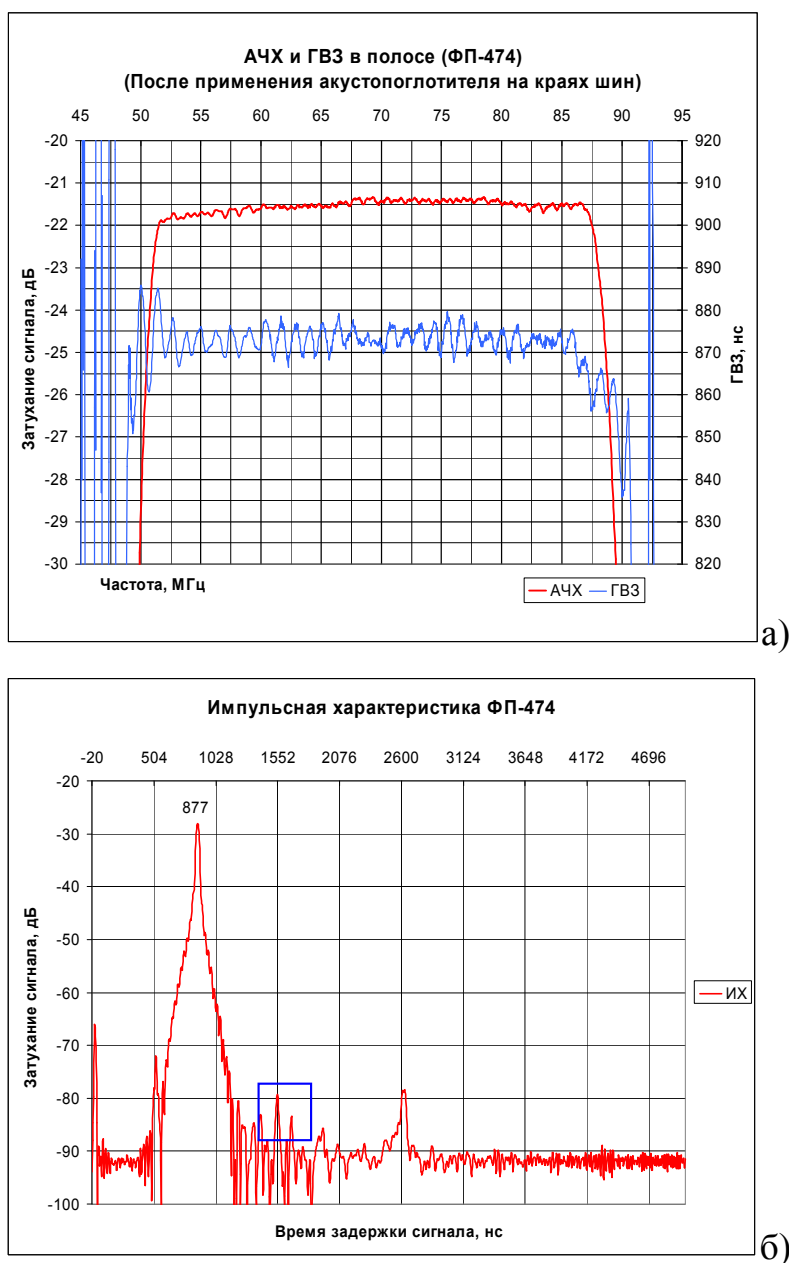


Рисунок 33 – Частотная (АЧХ и ГВЗ) (а) и импульсная (б) характеристики фильтра ФП-474 (70В38v1 D) после устранения влияния паразитных отражённых волн.

Из характеристик на рисунке 33 видно, что паразитные пики на ИХ уменьшили свою интенсивность почти на 20 дБ по сравнению с первым случаем и практически сливаются с шумовым фоном. Также можно наблюдать уменьшение пульсаций АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания более, чем в 2 раза, что, очевидно, является следствием отсутствия влияния описанных выше паразитных ПАВ, отражающихся от краёв экранирующих шин.

4.3 Результаты

Влияние отражённых паразитных ПАВ на пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания оказалось весьма значительно, и его устранение в данном случае позволило получить качественно новый полосовой фильтр, применение которого возможно в уже гораздо более требовательных к этим параметрам радиоэлектронных и навигационных системах. Следует добавить, что с помощью описанного способа удалось эффективно уменьшить пульсации АЧХ и неравномерность ГВЗ в полосе пропускания у целого ряда широкополосных квазивеерных фильтров на ПАВ на базе ОФНП, среди которых ФП-59 (см. рисунок 34 справа), ФП-483 [56,57], ФП-473 (см. рисунок 34 слева) и ФП-474 (см. рисунок 32).



Рисунок 34 – Фото квазивеерных фильтров на ПАВ на базе ОФНП фильтров в металло-керамическом SMD корпусе 13,3 x 6,5 мм (не закрытые, фильтр ФП-473 (слева) удерживается пинцетом).

Все перечисленные фильтры являются последними разработками технического центра функциональной электроники ОАО «МНИИРС» (3 последних разработаны автором при помощи метода топологических модификаций) и по многим своим показателям на момент написания работы превосходили аналоги таких известных зарубежных фирм как VECTRON [40], SAWTEK Inc. [41] (США), TAI-SAW TECHNOLOGY [39] (КНР), SAWNICS [38] (КНДР) и некоторых других [42-46]. Наиболее типичные показатели образцов этих фильтров, измеренные до и после минимизации акустопоглотителем эффекта отражения ПАВ от краёв шин (ЭОК) приведены ниже, в таблице 9.

Таблица 9 – Влияние ЭОК на характеристики фильтров

Влияние ЭОК →	Присутствует				Подавлено			
	ФП-59	ФП-473	ФП-474	ФП-483	ФП-59	ФП-473	ФП-474	ФП-483
Параметр ↓ \ Фильтр →								
Центральная частота f_0 , МГц	140	70	70	37	140	70	70	37
Вносимые потери, дБ	22,5	17,7	18,9	23	22,5	17,7	18,9	23
Полоса пропускания по уровню -1 дБ (BW1), МГц	76,5	27,1	34,8	21,8	76,5	27,1	34,8	21,8
Полоса пропускания по уровню -3 дБ (BW3), МГц	79,6	28,4	37,4	22,5	79,6	28,4	37,4	22,5
Полоса пропускания по уровню -40 дБ, МГц	90	33	43,1	25,4	90	33	43,1	25,4
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от BW3, дБ	0,8	0,9	0,9	0,8	0,4	0,5	0,6	0,4
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от BW3, нс	12	30	35	70	7	10	12	30
Затухание в полосе заграждения, дБ	40	45	40	40	40	45	40	40
Температурный коэффициент, ppm/°C	76	90	76	76	76	90	76	76
Рабочая температура, °C	-55/+85							

Во всех этих фильтрах пульсации АЧХ и неравномерность ГВЗ в полосе пропускания были уменьшены посредством нанесения акустопоглотителя приблизительно в 1,5–2 и 2–3 раза соответственно, что является значительным их качественным улучшением и расширяет спектр их применения.

4.4 Заключение по главе 7

В ходе исследований частотных характеристик многих фильтров на базе квази-веерных ОФНП было выявлено и качественно оценено влияние эффекта отражения ПАВ от внешних краёв экранирующих шин на пульсации частотных характеристик в полосе пропускания. Был также найден эффективный метод минимизации этого негативного влияния. Исключение этого эффекта позволяет значительно уменьшить неравномерность частотных характеристик (АЧХ и ГВЗ) в полосе пропускания и тем самым вывести многие фильтры на ПАВ со сходными топологическими особенностями на качественно новый уровень, что может существенно расширить область их применения.

5 Исследование возможности применения МПО в квази-веерных фильтрах на базе ОФНП с целью уменьшения объёмных эффектов и улучшения их избирательности

Необходимость дальнейшего улучшения избирательности фильтров на ПАВ диктуется всё увеличивающейся загруженностью и насыщением помехами доступного радиодиапазона, в особенности метрового диапазона (30-300 МГц). По этой же причине возрастают и требования к прямоугольности АЧХ и ширине переходных полос на границе полос пропускания и заграждения фильтров на ПАВ.

Одним из главных факторов, ограничивающих избирательность фильтра на ПАВ является паразитная ОАВ, возбуждающаяся наряду с полезной ПАВ, многократно отражающаяся от поверхностей, ограничивающих объем кристалла и достигающая выходного преобразователя.

Ранее потенциальным методом улучшения избирательности в фильтрах на ПАВ являлось применение регулярных и секционированных МПО [30-32] с разнесением акустических каналов входного и выходного преобразователей [1,24]. В 80-е – 90-е МПО широко применялся в фильтрах со взвешенными по перекрытию двунаправленными стандартными преобразователями. Следует, однако, отметить, что до настоящего времени в открытой печати не было обнаружено существенных материалов, подробно освещающих применение МПО в фильтрах на базе ОФНП, в особенности, в квазивеерных фильтрах на базе ОФНП.

В связи с этим представляется особо важным исследование возможности включения МПО в акустическую схему современного квазивеерного фильтра на базе ОНФП, а также изучение его влияния на различные характеристики фильтра такие как АЧХ в полосе пропускания, импульсную характеристику (ИХ), вносимые потери, уровень гарантированного затухания в полосе заграждения и другие параметры.

5.1 Принцип работы многополоскового ответвителя

Перед непосредственным описанием проведённого эксперимента целесообразно рассмотреть общий принцип работы многополоскового ответвителя.

В настоящее время известно несколько методов пространственного переизлучения акустической волны, заключающихся в передаче энергии из одного пространственного канала в другой. Одним из первых был предложен метод, в котором переизлучение волны осуществляется гребенкой электрически изолированных параллельных проводящих электродов — многополосковым ответвителем.

Основной принцип работы многополоскового ответвителя непосредственно основан на пьезоэлектрическом эффекте. Поверхностная акустическая волна, распространяющаяся в одном из каналов, индуцирует напряжения на электродах, которые оказываются приложенными к соседнему каналу, где генерируется вторичная ПАВ. На любой частоте относительное распределение фазы наведенных напряжений соответствует распределению фазы распространяющейся ПАВ; таким образом, волны, генерируемые каждым из электродов во втором канале, оказываются сфазированными. Из этого ясно, что многополосковый ответвитель работоспособен в широкой полосе частот и эта полоса намного шире полосы пропускания преобразователя сравнимой длины.

Количественное описание можно получить, рассматривая распространяющиеся в структуре моды, т. е. решения, в которых все параметры поля, такие, как, например, поверхностный потенциал $\varphi(x)$, обладают следующим свойством:

$$\varphi(x + p) = \varphi(x) \exp(jkp),$$

где k — некоторое волновое число, а p — шаг структуры. Одно из таких решений имеет вид однородного пучка ПАВ с шириной, в точности равной длине электродов. Если в фильтре на ПАВ два канала связаны совокупностью

электродов, то полученное решение распадается на две моды со слегка различными волновыми числами. В простейшем ответвителе с идентичной геометрией двух каналов существуют симметричная и антисимметричная моды, для первой из которых амплитуды ПАВ в обоих каналах равны, в то время как для второй тоже равны, но противоположны по знаку. Если волна распространяется в одном из каналов, то волны преобразователя находятся непосредственно путем суперпозиции обеих мод. Энергия поверхностной акустической волны полностью перекачивается из одного канала в другой на расстоянии, зависящем от разницы скоростей симметричной и антисимметричной мод. Разность фаз между волнами в обоих каналах равняется $\pi/2$.

Для нахождения основных мод многополоскового ответвителя необходимо прежде всего рассмотреть распространение ПАВ в бесконечной решетке периодических электродов, считая амплитуду волны в поперечном направлении постоянной.

В системе периодических электродов волновое движение отсутствует на частоте, соответствующей одной из так называемых запрещенных зон (полос режекции), т. е. в случае, если шаг структуры примерно равен целому числу полуволен. Это же непосредственно получается из модели структуры, образованной решеткой слабо отражающих элементов.

На практике число электродов ответвителей, как правило, велико (~ 100 и более, в зависимости от КЭМС используемого пьезоэлектрика), поэтому краевые эффекты несущественны. Следовательно, результаты, полученные для периодических структур, могут быть справедливы в значительной степени и для многополосковых ответвителей конечной длины.

5.2 Конструкция регулярного переизлучающего МПО.

Базовая (классическая) структура МПО представляет собой регулярную решетку прямых периодических проводящих электродов, нанесенных на поверхности пьезоэлектрического звукопровода параллельно фронту поверхностной волны (Рисунок 35) [1,14,24,30-32].

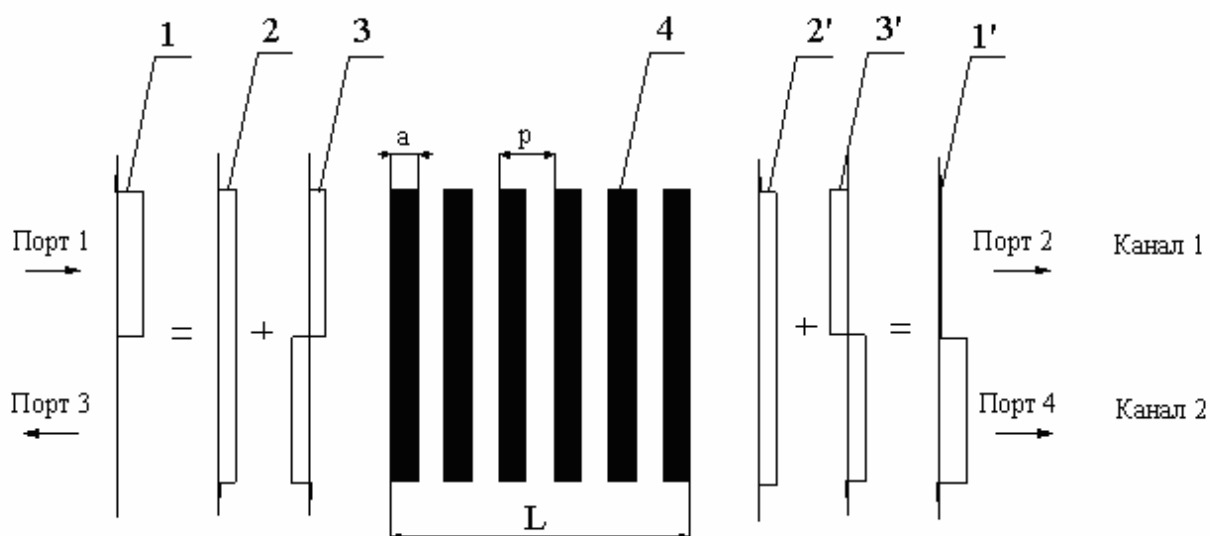


Рисунок 35 – Базовая структура МПО.

В фильтре на ПАВ на поверхности пьезоэлектрического звукопровода расположены входной и выходной преобразователи, находящиеся в пространственно-разнесенных каналах 1, 2, и система параллельных проводящих электродов МПО 4 шириной a , размещенных с постоянным шагом p на поверхности звукопровода между входным и выходным преобразователями.

Входной преобразователь возбуждает поверхностную акустическую волну 1, распространяющуюся в верхнем канале 1 устройства в направлении системы электродов 4. Эта волна 1 может быть представлена в виде суперпозиции двух волн 2 и 3, распространяющихся по обоим каналам: волна 2, имеет симметричное фазовое распределение, волна 3 - асимметричное. Другими словами, волна 2 на входе МПО может быть представлена в виде двух

синфазных волн в каналах 1 и 2, волна 3 - в виде двух противофазных волн в тех же каналах.

Рассмотрим взаимодействие этих волн со структурой проводящих электродов 4 предположив, что электроды системы «абсолютно анизотропны», т. е. имеют нулевую проводимость в направлении распространения акустических волн и бесконечную проводимость в перпендикулярном ему направлении. Это допустимо, так как ширина электродов в реальной системе много меньше их длины и можно считать, что движение свободных носителей происходит лишь вдоль фронта волны.

При прохождении через систему электродов 4 волна 2 с симметричным фазовым распределением не вызывает перераспределения зарядов в электродах, т. е. для этой волны 2 система электродов 4 эквивалентна свободной поверхности. При прохождении волны 3 с асимметричным фазовым распределением в системе электродов 4 возникает перераспределение зарядов, обусловленное фазовым сдвигом составляющих волны. Скорости волн 2 и 3 различны. При определенной длине L системы 4 относительные фазовые соотношения волн 2 и 3 изменятся на противоположные 2' и 3'.

В результате сложения волн 2' и 3' на выходе МПО образуется волна 1' в канале 2, а в канале 1 волна отсутствует. Условием полной передачи энергии волны из канала 1 в канал 2 является

$$L \approx \lambda_a / (k_m^2),$$

где k_m - коэффициент электромеханической связи материала звукопровода.

Число электродов МПО, необходимое для полной «перекачки» энергии ПАВ вычисляется по формуле:

$$N = \lambda_a / (k_m^2 \cdot p),$$

где p - пространственный шаг электродов МПО.

Амплитудно-частотная характеристика МПО при передаче акустической энергии из одного канала в другой имеет широкий плоский участок с провалом

шириной Δf порядка $(\Delta v/v)f_p$ на частоте режекции f_p , для которой выполняется условие $\lambda_a/p=1$. Соблюдение условия $p<\lambda_B$ (где λ_B — длина волны наивысшей частоты рабочего диапазона) позволяет обеспечить постоянство коэффициента передачи МПО во всем рабочем диапазоне частот.

В существуют две основные причины, которые обосновывают применение МПО в традиционных конструкциях ПАВ-фильтров на двунаправленных ВШП:

1) Для периода МПО $p<\lambda_0/2$, где λ_0 — длина волны на центральной частоте фильтра, МПО связан преимущественно с поверхностными акустическими волнами. Это позволяет значительно понизить влияние объемных акустических волн на характеристики фильтра. При проектировании фильтра следует иметь в виду, что для $p=\lambda_0/2$ в передаточной функции регулярного МПО наблюдается узкая полоса режекции. При $p>\lambda_0/2$ усиливается связь с объемными волнами, и преимущества использования МПО для повышения избирательности исчезают.

2) При переносе акустической энергии из канала в канал, МПО преобразует неоднородный по апертуре (пространственно взвешенный) пучок ПАВ в одном канале в однородный по апертуре (амплитудно взвешенный) пучок в другом канале. Это позволяет улучшить избирательность фильтра путем использования двух аподизованных преобразователей, не смотря на то, что каждый из них излучает волну с неоднородным фронтом.

5.3 Разработка топологии квазивеерных фильтров на базе ОФНП с применением МПО.

Как было показано выше, разнесение акустических каналов входного и выходного ВШП должно позволить в значительной мере исключить влияние объёмных волн, достигающих выходного преобразователя. Исходя из этого, была предложена новая структура квазивеерных фильтров на базе ОФНП с применением МПО.

В рамках настоящей работы был проведён эксперимент, в ходе которого получен ценный опыт такого применения [33]. В качестве исходного объекта эксперимента взят квазивеерный фильтр на ОФНП ФП-401 140В9v1 (центральная частота 140 МГц, полоса пропускания 9 МГц). Его схема включения в цепи 50 Ом показана на рисунке 36.

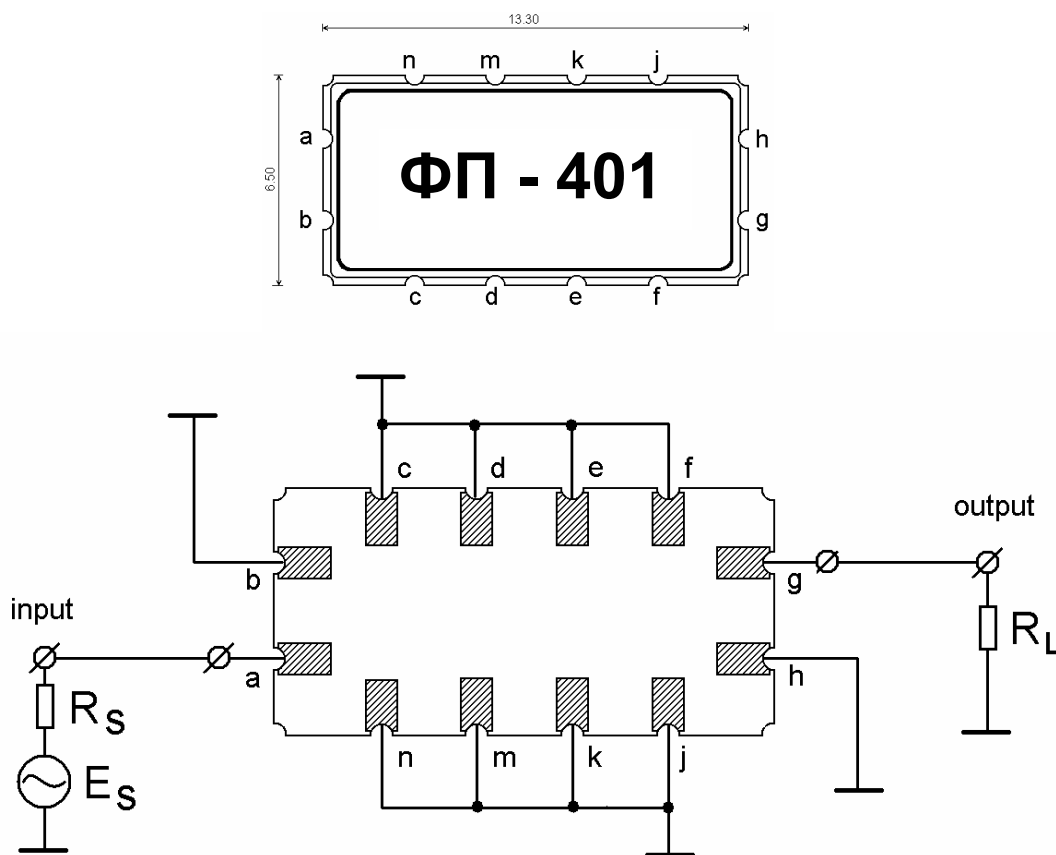
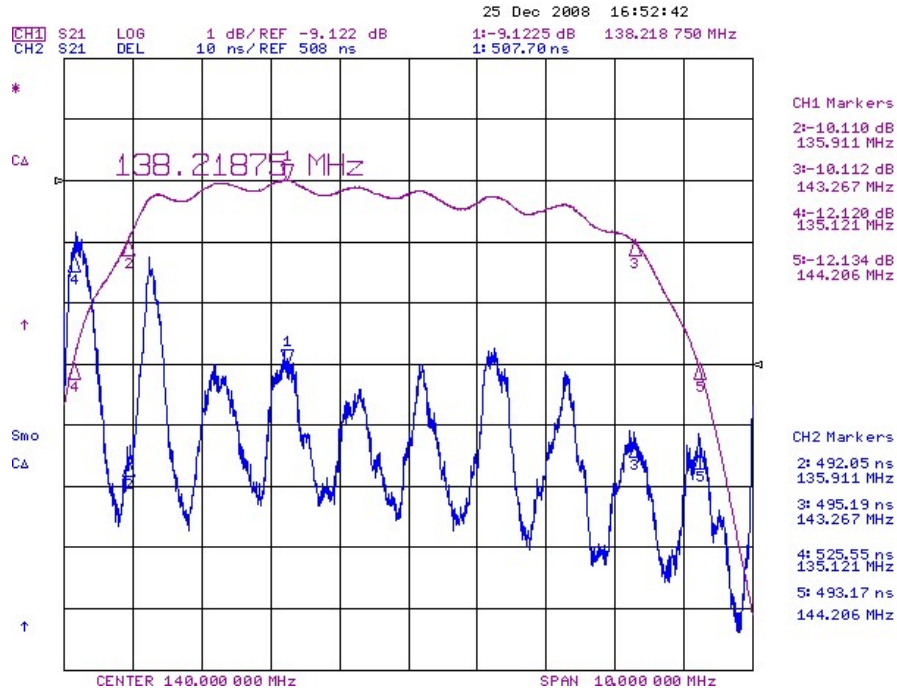
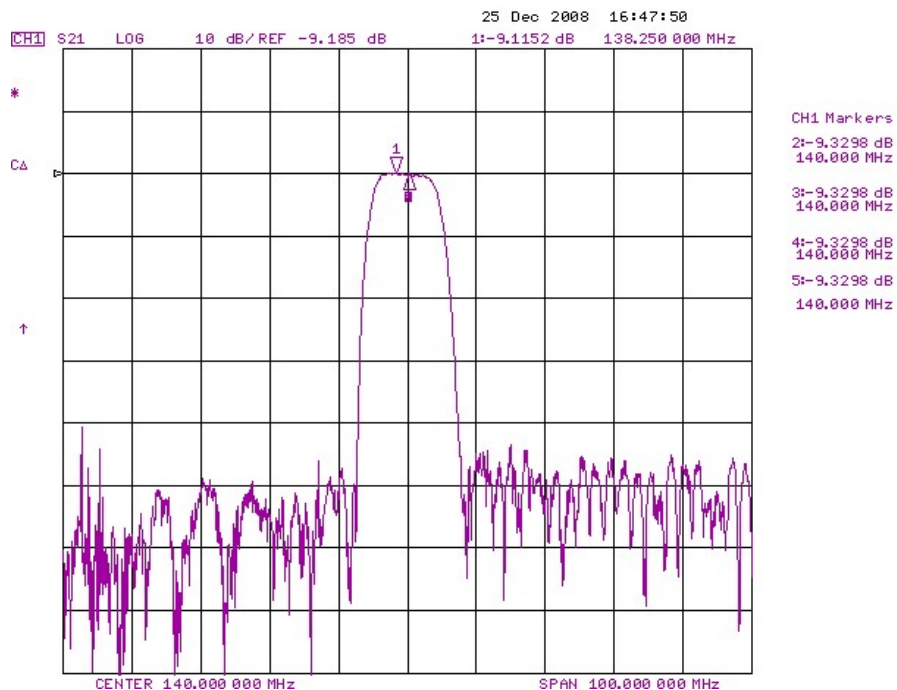


Рисунок 36 – Чертеж и схема включения фильтра ФП-401. Согласование с нагрузкой: $L1 = 31$ нГн, $Q = 60$; $L2 = 47$ нГн, $Q = 60$; $R_S = R_L = 50$ Ом.

Измеренные на векторном анализаторе цепей Agilent 8753E частотные характеристики и параметры фильтра ФП-401 в несогласованном режиме показаны на рисунке 37.



а)



б)

Рисунок 37 – Измеренные частотные характеристики фильтра ФП-401 140B9v1:
 а) $|S_{21}|$ (АЧХ и ГВЗ) в полосе пропускания $F_0 = 140$ МГц; $BW_1 = 7,6$ МГц; $BW_3 = 9,3$ МГц; $IL=9,2$ дБ; $AR = 0,5$ дБ, $GDV = 35$ нс в полосе частот 70% от BW_3 ($F_0 \pm 3,25$ МГц); б) $|S_{21}|$ в широком диапазоне частот (90 - 190 МГц).

Электронный носитель топологии этого фильтра был модифицирован – входной и выходной ОФНП были разнесены акустически, а между ними был добавлен регулярный (рисунок 38) многополосковый ответвитель (МПО), рассчитанный на частоты 170-180 МГц (несущие частоты МПО намеренно делают несовпадающими с центральной частотой фильтра с целью исключения влияния провала АЧХ на центральной частоте МПО, обусловленного его отражающей способностью, на АЧХ фильтра в полосе пропускания). Применённый МПО имеет в своём составе 110 равных по ширине электродов, разнесённых на интервалы, равные ширинам электродов – такое количество является наиболее эффективным для среза YZ кристалла LiNbO₃. Каждый десятый электрод МПО заземлён для обеспечения нейтрализации паразитного статического заряда – это классическое инженерное решение, применяемое в МПО данного типа.

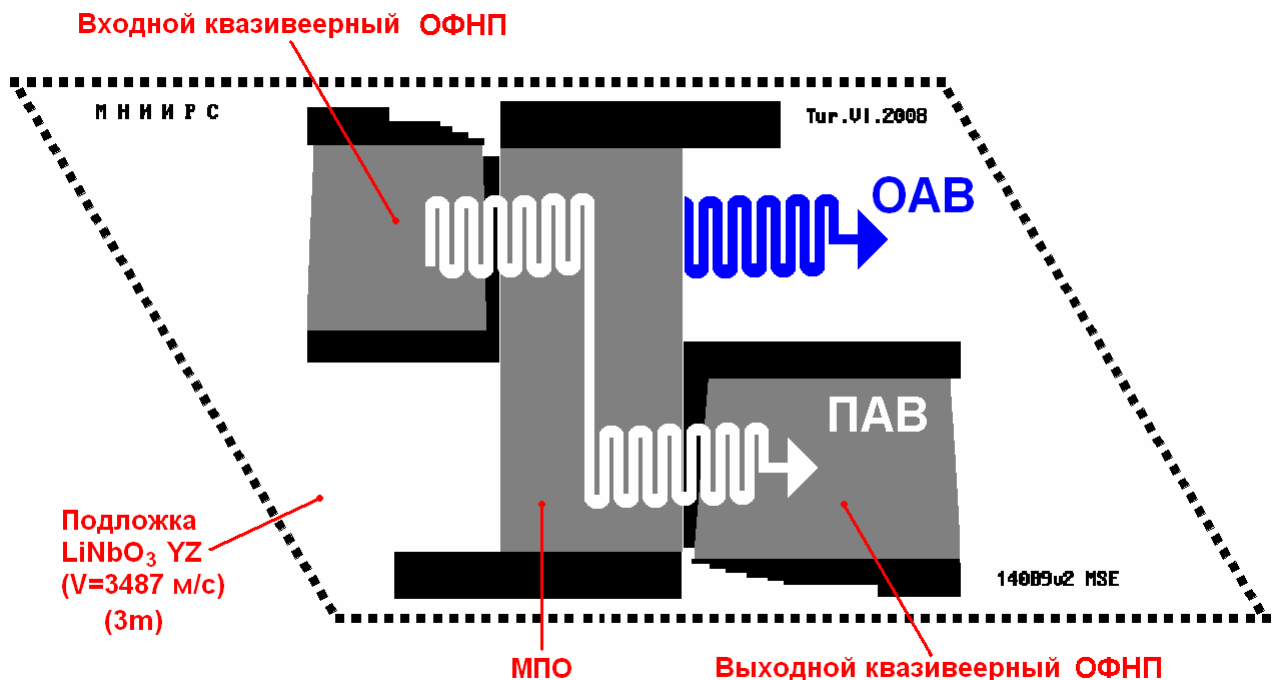


Рисунок 38 – Схема планарного разнесения акустических каналов входного и выходного ВШП фильтра ФП-401 140В9v2 при помощи регулярного МПО (позволяет снизить влияние ОАВ на выходной ВШП)

Как уже было сказано, планарное разнесение акустических каналов входного и выходного ВШП при помощи МПО (см. Рисунок 38) позволяет снизить влияние ОАВ на выходной ВШП, так как каналы входного ВШП – МПО и выходного ВШП – МПО становятся акустически изолированными [32]. Как следствие, увеличивается избирательность фильтра. Также МПО является дополнительным широкополосным селективным элементом, что ещё улучшает избирательность фильтра на больших отстройках частоты от несущей.

Исходя из этого, на основании опыта применения МПО со стандартными двунаправленными структурами предполагалось, что такие модификации должны на 5-10 дБ увеличить избирательность фильтра на ближней отстройке частоты от несущей и на 8-12 дБ на больших отстройках частоты. Предполагаемой ценой таких улучшений должно было стать увеличение потерь фильтра на 3-6 дБ. Кроме того, для уменьшения угла расходимости акустического потока было произведено увеличение в 1,2 раза апертуры квазивеерных преобразователей.

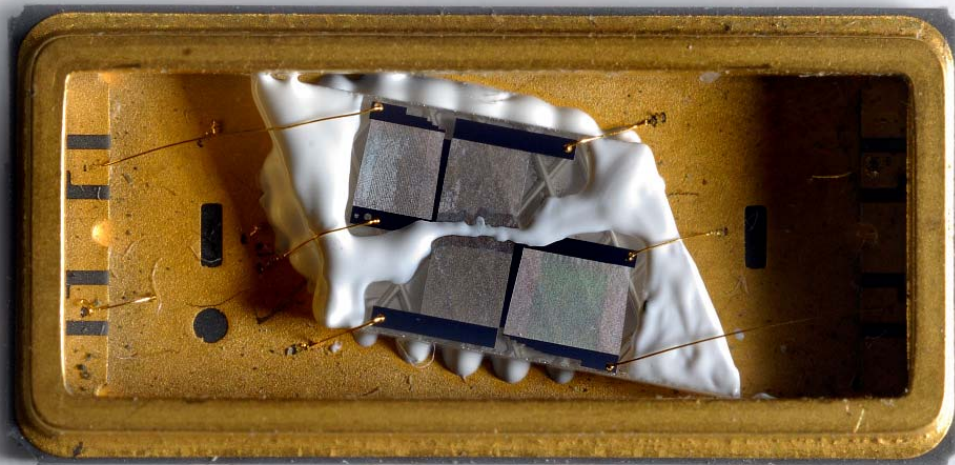


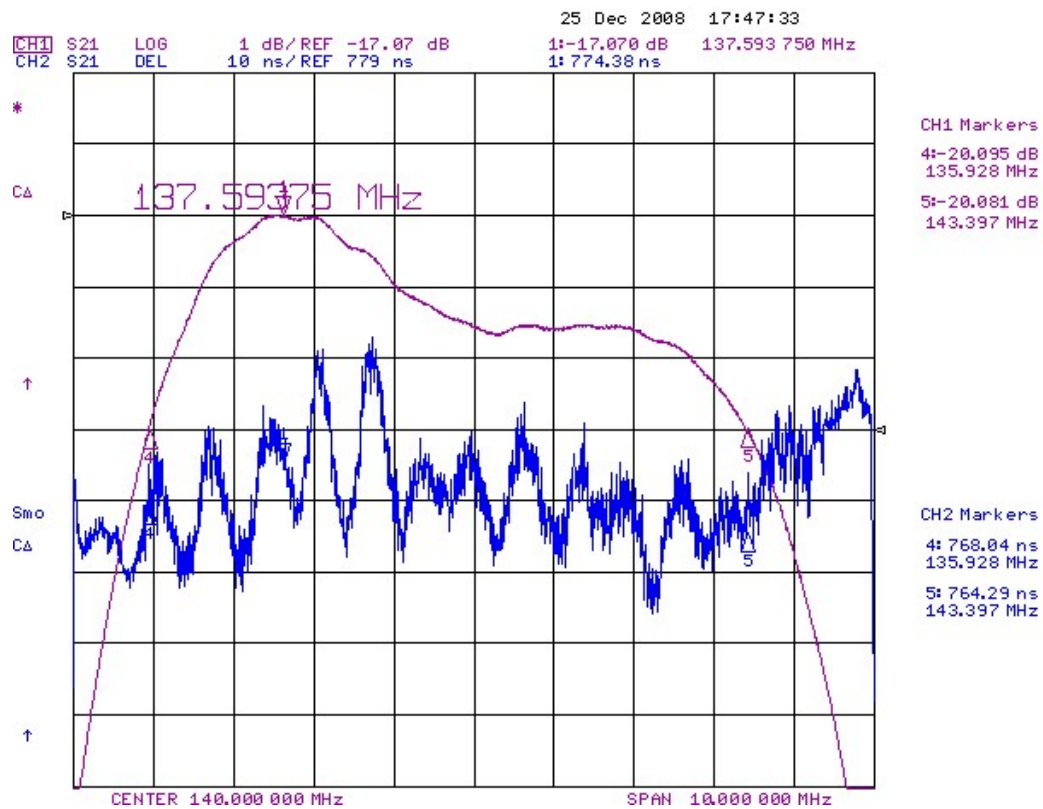
Рисунок 39 – Фото микросборки квазивеерного фильтра ФП-401 140В9v2 с МПО в корпусе 13,3x6,5 мм.

Для описанной выше структуры фильтра ФП-401 140В9v2 были произведены образцы фильтров и сняты характеристики с целью экспериментальной проверки эффективности применённого топологического

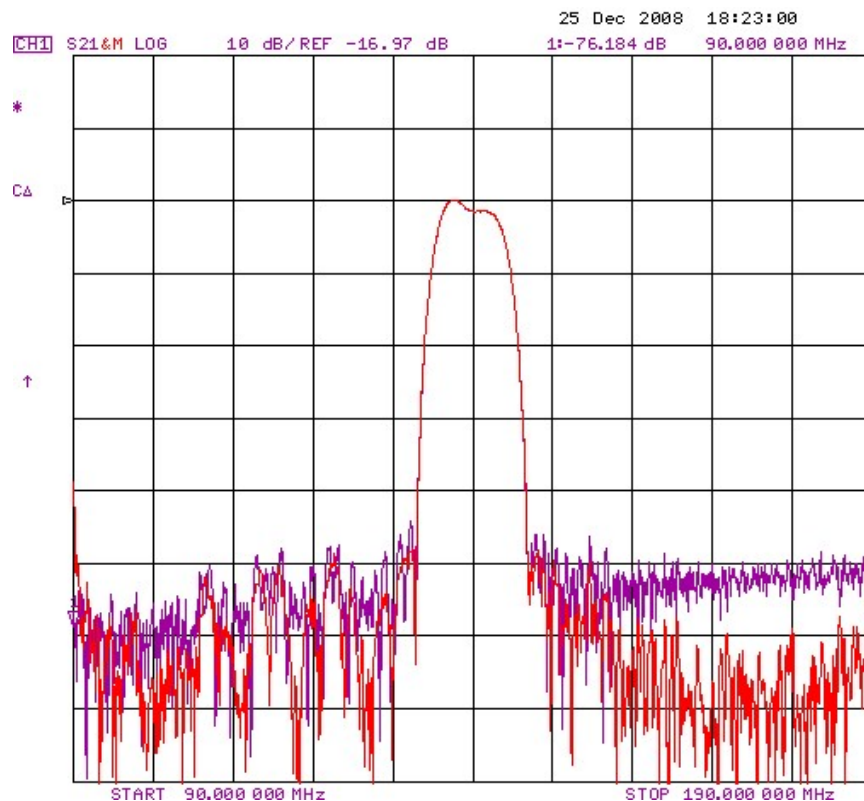
решения. Фотография микросборки фильтра в корпусе 13,3x6,5 мм приведена выше, на рисунке 39. Чип фильтра на ниобате лития среза YZ обработан и закреплён с использованием эластосила [13] в металло-керамическом корпусе для поверхностного монтажа 13,3x6,5 мм. Контактные площадки корпуса соединены с контактными площадками фильтра золотой проволокой диаметром 30 мкм методом диффузионной сварки (см. рисунок 37).

Типичные частотные характеристики полученных образцов ФП-401 140В9v2 показаны ниже, на рисунке 40. Из приведённых характеристик видно, что предложенная топологическая схема вполне работоспособна. Избирательность фильтра увеличилась на 5-7 дБ, что особенно заметно в ВЧ части АЧХ (150-190 МГц). Следует также отметить такие изменения в АЧХ, как увеличение вносимых потерь на 7-8 дБ, уменьшение полос пропускания BW3 и BW40 на 1,7 и 1 МГц соответственно. При устранении паразитного ЭМ сигнала средствами анализатора цепей, на некоторых участках АЧХ избирательность значительно улучшается (см. красный и сиреневый графики рисунка 40, б). Также замечено, что при увеличении ГВЗ сигнала с 0,5 до 0,77 мкс, пульсации ГВЗ остались на том же уровне - 35 нс, а на участке 139-143 МГц даже уменьшились до 20 нс. Необходимо отметить, что обычно с увеличением расстояния между преобразователями, пульсации растут. Очевидно, в данном случае имеет место некое выравнивание фронта распространения ПАВ многополосковым ответвителем.

Сравнительные параметры фильтров ФП-401 140В9v1 и ФП-401 140В9v2 приведены далее, в таблице 10.



а)



б)

Рисунок 40 – Измеренные частотные характеристики фильтра ФП-401 140В9v2:

- а) $|S_{21}|$ (АЧХ и ГВЗ) в полосе пропускания $F_0 = 140$ МГц; $BW3 = 7,6$ МГц; $IL=17,1$ дБ; $AR = 0,5$ дБ (без наклона), $GDV = 35$ нсек в полосе частот 70% от $BW3$ ($F_0 \pm 2,3$ МГц); б) $|S_{21}|$ в широком диапазоне частот (90 - 190 МГц).

Таблица 10 – Сравнение характеристик базового фильтра и его модификации с МПО (результаты измерений на анализаторе цепей)

Наличие МПО →	Отсутствует	Регулярный МПО
Параметр ↓ \ Фильтр →	ФП-401 140В9v1	ФП-401 140В9v2
Центральная частота f_0 , МГц	140	140
Вносимые потери, дБ	9,2	17,0
Полоса пропускания по уровню -1 дБ, МГц	7,6	-
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	9,3	7,6
Полоса пропускания по уровню -40 дБ, МГц	14,7	13,7
Неравномерность АЧХ в полосе частот 70% от ВВЗ, дБ	0,5	1,0
Неравномерность ГВЗ в полосе частот 70% от ВВЗ, нс	35	35
Затухание в полосе заграждения, дБ	42	48
Температурный коэффициент, ppm/°C	-90	-90
Рабочая температура, °C	-55/+85	

Значительное увеличение потерь здесь можно объяснить тем, что суммирование сигналов всех субканалов входного квазивеерного преобразователя, которое происходит при использовании МПО и дальнейшее взаимодействие с ним выходного квазивеерного ОФНП вносит значительно большие потери сигнала и искажения, чем в случае взаимодействия МПО с регулярными преобразователями, что связано с нарушением исходной субструктуры квазивеерного фильтра, при которой обычно каждый субканал соответствующей длины волны первого ВШП направлен на каждый субканал соответствующей длины волны второго.

Особое внимание следует обратить на появление аномального прогиба и наклона АЧХ в полосе пропускания на 1,5 дБ. Последнее по всей видимости является результатом взаимодействия квазивеерных ВШП, имеющих некоторую угловую дисперсию потока энергии ПАВ, с МПО, являющимся регулярным и рассчитанным на одну определённую частоту. Также это может быть следствием не совсем верно выбранным соотношением центральных

частот МПО и фильтра. Очевидно, что при изменении центральной частоты МПО $F_{\text{МПО}}$ в пределах допустимого ($F_{\text{МПО}}$ может колебаться в пределах порядка $\pm 20\%$ от $1,5 \cdot F_0$ среднеполосного фильтра), характер изменений будет меняться. Для более точного изучения этого эффекта требуются дополнительные эксперименты.

5.4 Заключение по главе 5

В ходе исследований потенциальных возможностей улучшения характеристик фильтров на ПАВ была разработана и реализована новая схема квазивеерного фильтра на базе ОФНП с применением многополоскового ответвителя с целью увеличения избирательности.

Экспериментально была доказана работоспособность этой схемы, выявлены её особенности.

Главным преимуществом данной схемы является значительное улучшение избирательности (эксперимент показал улучшение этого параметра на 5-7 дБ) квазивеерных фильтров на ОНФП.

Среди недостатков данной топологической схемы следует отметить увеличение вносимых потерь (эксперимент показал ухудшение этого параметра на 7-8 дБ), ухудшение коэффициента прямоугольности (с $K_{3/40}=1,58$ у 140В9v1 до $K_{3/40}=1,8$ у 140В9v2) и некоторое искажение АЧХ в полосе пропускания, требующее дальнейшего изучения.

В целом предложенная топологическая схема оправдала предположения о возможности её использования на практике с целью улучшения избирательности среднеполосных квазивеерных фильтров и показала неплохие результаты, несмотря на то, что были также зафиксированы и некоторые ухудшения АЧХ, которые должны обязательно учитываться при проектировании других квазивеерных фильтров с применением МПО.

ВЫВОДЫ

Определены основные проблемы в области проектирования квазивеерных фильтров на базе ОФНП: сложность и трудоёмкость проектирования, недостаточная достоверность моделируемых характеристик, недоступность специализированного программного обеспечения.

Разработан и впервые с успехом применён новый метод проектирования квазивеерных фильтров на ПАВ: Метод Топологических Модификаций. К достоинствам метода можно отнести технологичность, предсказуемость результатов, а также существенное упрощение и ускорение на 60-80% проектирования квазивеерных фильтров на базе ОФНП по сравнению с традиционным многоступенчатым синтезом. Ещё одним важным преимуществом данного метода является отсутствие необходимости использования сложных и малодоступных программ синтеза у разработчика, - для реализации метода достаточно иметь только редактор топологий (например AutoCad и т. п.).

Выявлено существенное влияние эффекта отражения ПАВ от краёв шин в квазивеерных фильтрах на ОФНП на пульсации АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания. Предложен метод снижения этого влияния до пренебрежимо малого уровня. С его помощью удалось уменьшить пульсации АЧХ в 1,5~2 раза и неравномерность ГВЗ в полосе пропускания в 2~3 раза у целого ряда широкополосных квазивеерных фильтров на ПАВ на базе ОФНП, среди которых ФП-59, ФП-483, ФП-473, ФП-474 и другие.

Предложена новая топологическая схема квазивеерных фильтров на базе ОФНП с применением многополосковых ответвителей с целью увеличения их избирательности. Экспериментально доказана работоспособность этой схемы, выявлены её особенности. Главным выявленным преимуществом данной схемы является значительное улучшение избирательности (эксперимент показал улучшение этого параметра на 5-7 дБ) квазивеерных фильтров на ОНФП. Были

также зафиксированы и некоторые ухудшения АЧХ, которые должны обязательно учитываться при использовании МПО в квазивеерных фильтрах на базе ОФНП.

С помощью метода топологических модификаций были спроектированы и внедрены в серийное производство следующие квазивеерные полосовые фильтры на ПАВ:

ФП-483 ($F_0=37$ МГц, $BW_3=22$ МГц, $IL=22$ дБ, в металлостеклянном корпусе DIP 155.15-2 29,35x19,35 мм);

ФП-473 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=28$ МГц, $IL=19$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-474 версии 1 и 2 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=38$ МГц, $IL=21$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм и металлостеклянном корпусе DIP-151);

ФП-414 ($F_0=70$ МГц, $BW_3=11$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-417 ($F_0=84$ МГц, $BW_3=17$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-488 ($F_0=84$ МГц, $BW_3=50$ МГц, $IL=21$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм);

ФП-421 ($F_0=160$ МГц, $BW_3=24$ МГц, $IL=11$ дБ, в металлокерамическом SMD корпусе 13,3x6,5 мм) а также ряд других фильтров, по своим характеристикам, не уступающим образцам лучших мировых производителей.

Проведённые экспериментальные исследования перечисленных изделий позволяют с уверенностью говорить об успешном применении Метода Топологических Модификаций на производстве, а разработанные с его помощью серийные изделия фильтров на ПАВ, демонстрируют реальные практические результаты.

Квазивеерные ПАВ-фильтры на базе ОФНП до сих пор остаются практически единственным эффективным, малогабаритным и недорогим способом выделения частотного спектра в тех случаях, когда требуется широкая полоса пропускания ($>15\%$), высокая избирательность ($>40\text{дБ}$), коэффициент прямоугольности АЧХ близкий к 1,1, а также малые пульсации АЧХ ($\sim 0,5$) и ГВЗ (~ 10 нс) в полосе пропускания на частотах $\sim 50\text{-}500$ МГц.

Автор выражает благодарность Орлову Виктору Семёновичу за консультации по тематике и всем сотрудникам технического центра функциональной электроники (ТЦФЭ) ОАО «МНИИРС» за предоставленные материалы по фильтрам на ПАВ и технологической базы для проведения соответствующих экспериментов, а также профессору Краснопольскому Александру Евгеньевичу и всей кафедре Электротехники и Микропроцессорной Электроники МИСиС за дополнительное обучение и организационную помощь.

Автор также выражает благодарность профессору Тимошенко Сергею Петровичу, кафедры МЭ МИЭТа и учёному совету за рассмотрение работы.

Список использованных источников

1. Мэттьюз Г. (под ред.) Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчёт, технология, применение. М.: Радио и связь, 1981. 472 с.
2. Орлов В. С., Бондаренко В.С. Фильтры на ПАВ. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
3. Олинер А. (под ред.) Поверхностные акустические волны. М.: Мир, 1981. 392 с.
4. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. Радио и связь, 1987. 192 с.
5. Изюмов Н.М. Основы радио техники М.: Связь, 1965. 543 с.
6. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радио техники М.: Связь, 1983. 376 с.
7. Мельников А. Ю. Разработка методов автоматизированного проектирования фильтров на ПАВ. Дисс. ... канд. тех. наук. М., 1985. 203 с.
8. Швец В.Б, Киселёв С., Туркин И.А., Орлов В.С. Широкополосные и сверхширокополосные фильтры на поверхностных акустических волнах. Беспроводные технологии №4(05), Издательство Файнстрит, 2006.
9. Орлов В.С., Сокольский В.В., Краснопольский А.Е., Туркин И.А. Комплексная методика высокоточного измерения и согласования ПАВ-фильтров. Третья Международная конференция по физике кристаллов «Кристаллофизика 21-го века», Тезисы докладов, с. 454-455, 2006.
10. Туркин И.А., Методы модификации структур фильтров на ПАВ. Беспроводные технологии №3(08), Издательство Файнстрит, 2007.
11. Седов П.И., Туркин И.А. Дифракция плоской волны в трансверсальных фильтрах на ПАВ. Влияние степени перекрытия электродов ВШП на угловой спектр плоских волн. Школа-семинар «Современные методы анализа дифракционных данных », Сборник материалов с.127-129, ISBN 978-5-89896-340-8, 2007.
12. Туркин И.А. Фильтры на ПАВ – ускоренные методы проектирования. Электроника НТБ №2, РИЦ «Техносфера», ISSN 1992-4178, 2008.

13. Туркин И.А., Влияние эффектов отражения на АЧХ фильтров на ПАВ. Беспроводные технологии №2(11), Издательство Файнстрит, 2008.

14. Итоговый отчёт по ОКР «Охта-3»: Разработка программно-информационного обеспечения автоматизированного проектирования функциональных устройств на новых физических принципах. 1988. 438 с.

15. C.S. Hartmann и В.Р. Abbott, "Overview of design challenges for single phase unidirectional SAW filters". Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, 1989, pp. 79-89.

16. Yatsuda H. Design Technique for SAW Filters Using Slanted Finger Interdigital Transducers, IEEE Trans. on UFFC, Vol. 44, No. 2, March 1997.

17. Brown R. B., Gopani S. Apodized Single-phase Unidirectional Transducer SAW Devices, in Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, 1991, pp.231-234.

18. Chvets V.B., Ivanov P.G., Makarov V.M., Orlov V.S., "Low-Loss Slanted SAW Filters With Low Shape-Factor", IEEE 1999 Ultrasonics Symposium Proc., pp.51-54.

19. Chvets V.B., Orlov V.S., Rusakov A.N., " Development of Low-Loss SAW Filters Based on Quasi-Slanted SPUDTs", IEEE 2000 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 75-78.

20. Chvets V.B., Ivanov P.G., Makarov V.M., Orlov V.S., "Low-Loss Filters Using New SPUDT Structures", IEEE 1997 Ultrason. Symp. Proc., pp. 69-72.

21. Дмитриев В.В., Акпамбетов В.Б., Бронникова Е.Г., Демидов В.П., Карпеев Д.В., Ларионов И.М. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов М.: Радио и связь, 1985. 176 с.

22. Donald C. Malocha, "Evolution of the SAW Transducer for Communication Systems" ECE Dept., University of Central Florida, Orlando, Fl. 32816-2450. IEEE 2004 Ultrasonics Symposium.

23. Красильников В.А. Звуковые и ультразвуковые волны М.: Физматгиз, 1960. 560 с.

24. Морган Д. Устройства обработки сигналов на ПАВ М.: Радио и связь, 1990. 416 с.
25. Дмитриев В.В., Высоцкий Б.Ф. (под ред.) Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов. М.: Радио и связь, 1985. 176 с.
26. R.T. Syme, F.S. McClemont "Wide bandwidth saw filters for satellite-borne signal processing" Astrium Ltd, Gunnels Wood Road, Stevenage, Herts, SG1 2AS, UK.
27. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. (перевод с англ. Бродецкая С.Д.; под ред. Шейнкмана В.Г.) Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987. 430 с.
28. Фриск В.В. Основы теории цепей ISBN 5-98003-163-4 М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 160 с.
29. Туркин И.А. Эффекты отражения от краёв экранирующих шин в однонаправленных ВШП фильтров на ПАВ. Нано- и микросистемная техника №2 (103), «Новые технологии», ISSN 1813-8586, 2009.
30. P.G.Marshall, C.O.Newton, and E.G.S. Paige, "Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler," IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. SU-20, pp. 124-133, 1973.
31. R.Murrey, J.Schofield, "The Use of Frequency-Selective Multistrip Coupler in Surface Acoustic Wave Transversal Filters", 1980 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 288-293.
32. С.В.Киселев, Е.И.Федоров, В.С.Орлов. "Применение секционированных многополосковых ответвителей для улучшения избирательности фильтров на ПАВ. "Труды VIII международной научно-технической конференции " Радиолокация, навигация, связь" (RLNC*2002), Харьков, 2002, стр. 168-176.
33. Туркин И.А., Применение МПО в квазивеерных фильтрах на базе ОФНП с целью улучшения избирательности. Беспроводные технологии №1(14), Издательство Файнстрит, 2009.

34. Bernd Stainer: Optimising Slanted-Fingers Intedigital Transducer (SFIT) Filters (article) – Vectron International-Telefilter, Germany. 2001 IEEE Ultra Sonic Symposium.

35. B.Hunsinger et al, "Surface acoustic wave device c reflection suppression". Patent of USA, № 4162465, Int.Cl2 HO3H 9/04, dated July 24, 1979.

36. L.Solie, "Weighted tapered SPUDT SAW device". Patent of PCT № WO 97/10646, Int.Cl6 HO3H 9/45, dated 15 September 1995.

37. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 492 с.

38. <http://www.sawnics.com/pro/pro02.html>

39. http://www.taisaw.com/english/product_e.asp

40. <http://www.vectron.com/products/saw/saw.htm>

41. <http://www.sawtek.com>

42. <http://www.elpapierzo.ru/pavfilter1.shtml>

43. <http://www.aec-pro.com/product.php>

44. <http://butis-m.ru/ru/catalog/filters.html>

45. <http://www.erkon-nn.ru/production/?top=9>

46. <http://www.hrodos.com/>

47. Нелин Е. А. Разработка и исследование методов анализа и повышения избирательности частотных фильтров на ПАВ. (05.12.17) Дисс. ... канд. тех. наук. М., 1982. 176 с.

48. Калинин В. А. Исследование отражения ПАВ от периодических структур с целью создания полосовых фильтров. (05.12.01) Дисс. ... канд. тех. наук. М., 1983. 246 с.

49. Карпеев Д. В. Исследование и разработка полосовых фильтров на ПАВ. (05.12.18) Дисс. ... канд. тех. наук. М., 1983. 133 с.

50. Прапорщиков В. В. Отчёт по научно-исследовательской работе: «Исследование путей создания фильтров на ПАВ для аппаратуры предприятия п/я В-2431» 1986. 61 с.

51. Блистанов А. А. Отчёт по научно-исследовательской работе: «Разработка методов снижения энергетических потерь в акустоэлектронных устройствах обработки сигналов» 1991. 202 с.

52. Контрольно-измерительное оборудование Agilent Technologies. Каталог 2008. Agilent Technologies, Inc. 335 с.

53. Калинин Е.В. Итоговый отчёт по НИР «Разработка пакета прикладных программ для синтеза фильтров на ПАВ со сложной формой АЧХ на основе ПЭВМ» Москва, МВП «Наука», 1992 г. 87 с.

54. Финкельштейн Э. AutoCAD 2002 Библия пользователя. М.: изд. «Вильямс», 2005. 1072 с.

55. Данилов А.Л., Иванов П.Г., Макаров В.М., Орлов В.С., Швец В.Б. Фильтр на поверхностных акустических волнах с квазивеерными преобразователями. Патент РФ № 2171010 С2.

56. Туркин И.А., Тимошенко С.П., Краснопольский А.Е., Сверхширокополосные фильтры на поверхностных акустических волнах высокой прямоугольности. Известия высших учебных заведений. Электроника. ISSN 1561-5405 №5(79), 2009.

57. Туркин И.А., Тимошенко С.П., Краснопольский А.Е., Современные сверхширокополосные фильтры на поверхностных акустических волнах. Беспроводные технологии №4(17), 2009.